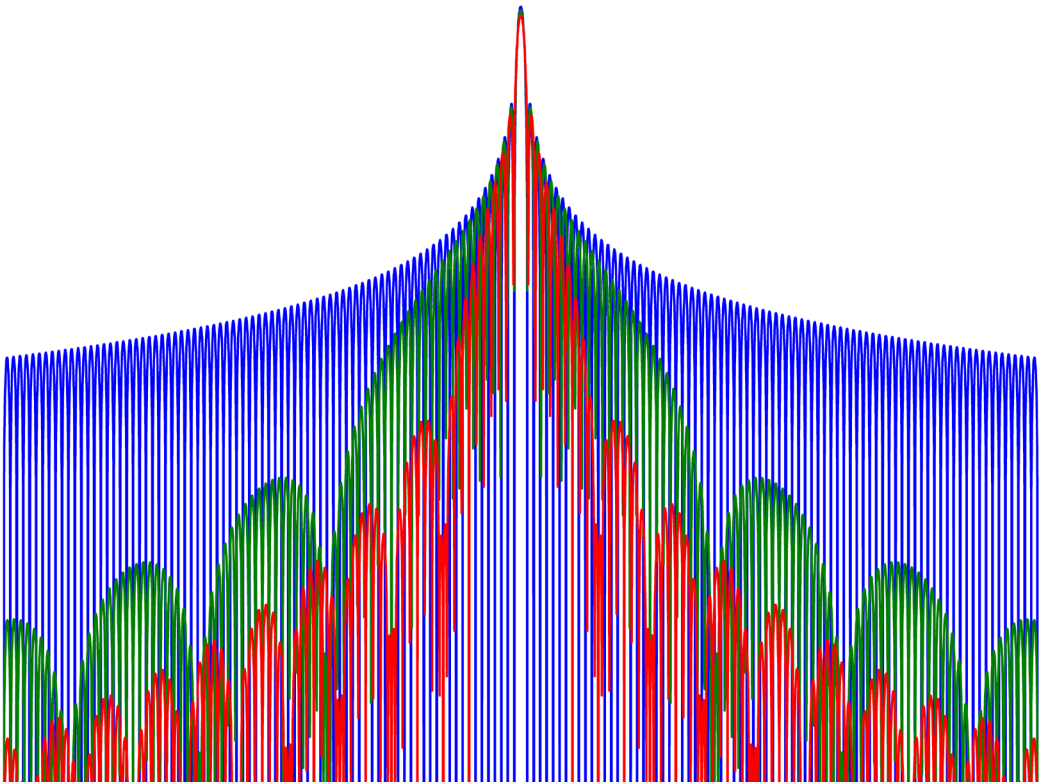


Realiserbarhet av höga hopptakter för smalbandiga radiosystem

GUNNAR ERIKSSON, ANDERS HANSSON, JAN NILSSON



Gunnar Eriksson, Anders Hansson, Jan Nilsson

Realiserbarhet av höga hopptakter för smalbandiga radiosystem

FOI-R--5071--SE

Titel	Realiserbarhet av höga hopptakter för smalbandiga radiosystem
Title	Faster frequency hopping for narrowband radio systems
Rapportnr / Report No.	FOI-R--5071--SE
Månad / Month	November / November
Utgivningsår / Year	2020
Antal sidor / Pages	39
ISSN	1650-1942
Kund / Customer	FM
Forskningsområde	Ledningsteknologi
FoT område	Ledning och MSI
Projektnr / Project No.	E72881
Godkänd av / Approved by	Christian Jönsson
Ansvarig avdelning	Ledningssystem

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 den dominerande störskyddstekniken i militära taktiska radiosystem och följestörning är en effektiv störform mot frekvenshoppande radiosystem. Genom att i realtid mäta in vilken frekvens som momentant används, kan följestöraren koncentrera störsignalens energi till rätt frekvens vid varje tidpunkt. En hög hopptakt krävs för att ge ett bra skydd mot följestörning. Studien undersöker om smalbandiga system, med 50 kHz bandbredd, kan uppnå hopptakter om 5 hopp/ms med en datatakt på minst 20 kbit/s.

Olika aspekter av hopptaktens påverkan tas upp, såsom säkert avstånd till störaren, effekter av utbredningsfördröjningen, samt kommunikationssignalens utombandsegenskaper och möjligheten till ortogonalt hoppande nät. Även grundläggande faktorer som effektspektrum, pulsformning och bandbreddsexpansion behandlas. Generellt påverkar en ökad hopptakt den frekvenshoppande signalens spektrum på två sätt: den datamodulerade signalens bandbredd ökar och utombandsegenskaperna påverkas. Några olika exempelsystem baserade på MFSK, OFDM och CPM analyseras med avseende på informationsdatatakt, bandbredd och kommunikationsavstånd. MFSK har förutsättningar för snabbt frekvenshopp, men inte med tillräckligt hög informationsdatatakt. Prestandakraven uppfylls för exemplen baserade på OFDM och CPM vid måttliga ramptider och skyddstider för utbredningsfördröjningar.

Nyckelord: frekvenshopp, följestörning, hopptakt, MFSK, OFDM, CPM

Abstract

Frequency hopping is the main jamming protection method in military tactical radio systems and follower jamming is an efficient jamming technique for frequency hopping radio systems. By measuring in real time which frequency is currently being used, the follower jammer can instantly concentrate the energy of the interference signal to the used frequency. A high hopping rate is required to provide good protection against follower jamming. The study investigates whether narrowband systems, with 50 kHz bandwidth, can achieve hop rates of 5 hop/ms with a data rate of at least 20 kbit/s. Various aspects of the effect of the hop rate are considered, such as safe distance to the jammer, propagation delay, the out-of-band properties of the communication signal and orthogonally hopping networks. Basic properties such as power spectrum, pulse shaping and bandwidth expansion are also addressed. In general, an increased hop rate modifies the spectrum of the frequency hopping signal in two ways: the bandwidth of the data-modulated signal increases and the out-of-band properties are affected. Some example systems based on MFSK, OFDM and CPM are analyzed with respect to information data rate, bandwidth and communication distance. MFSK can be used for fast frequency hopping, but not with a sufficiently high information data rate. The performance requirements are met for the examples based on OFDM and CPM at moderate ramp times and guard times for propagation delays.

Keywords: frequency hopping, follower jamming, hop rate, MFSK, OFDM, CPM

Innehållsförteckning

1	Inledning	7
2	Bakgrund	9
2.1	Skyddsavstånd till följestörare	9
2.2	Interferenser i tid och frekvens	12
2.3	Exempel på effekter från utombandsegenskaper	14
3	Spektralegenskaper	15
3.1	Effektspektrum	15
3.2	Pulsformning	17
3.3	Bandbreddsexpansion	20
4	Möjliga smalbandiga system	23
4.1	Förluster i informationstakt	23
4.2	Räckviddsjämförelse mellan system	24
4.3	MFSK	26
4.4	OFDM	29
4.5	CPM	31
5	Slutsatser	37

FOI-R--5071--SE

1 Inledning

Frekvenshopp är förmodligen den vanligaste formen av störskydd hos militära taktiska radiosystem. Tekniken medger att ett betydande frekvensområde kan utnyttjas för bandspridningen. Bredbandig brusstörning, vilket är den enklaste formen av aktiv störning, blir då ineffektiv. Ett betydligt effektivare sätt att störa ett frekvenshoppssystem som hoppar över ett stort frekvensområde är att använda följestörning. Genom att i realtid mäta in vilken frekvens som just för tillfället används kan följestöraren koncentrera en stor del av sin energi till rätt frekvens vid varje tidpunkt. Förmågan hos följestörare förbättras också med den allmänna teknikutvecklingen inom radioområdet och följestörare kan därför utgöra ett allvarligt hot mot frekvenshoppande radiosystem.

Det finns radiosystem med mycket hög hopptakt, till exempel Länk-16 som hoppar med 77 hopp/ms och som använder en momentan bandbredd på flera MHz [1]. För smalbandiga taktiska system med 25–50 kHz bandbredd, är dock hopptakterna normalt betydligt lägre. Syftet med rapporten är att undersöka om hopptakter som kan ge ett reellt skydd mot snabba följestörare kan realiseras utan att kraftigt begränsa datatakten. Som en ansats har vi valt att undersöka vad en hopptakt på 5 hopp/ms får för konsekvenser med avseende på prestanda. Endast smalbandiga system analyseras, eftersom frekvenstillgången är begränsad för bredbandiga system.

Kapitel 2 beskriver hur hopptakten påverkar det minsta säkra avståndet till en störare, hur effekterna av utbredningsfördröjningen påverkar hopptakten, samt hur en radios utombandsegenskaper påverkar andra radiosystem. I kapitel 3 beskrivs i mer detalj några av de grundläggande faktorer som begränsar möjligheterna att öka frekvenshoppstakten: effektspektrum, pulsformning och bandbreddsexpansion. Vidare undersöks i kapitel 4 system baserade på tre olika sätt att utforma ett frekvenshoppande radiosystem, det första är baserat på MFSK (multiple frequency-shift keying), det andra på OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) och det tredje på CPM (continuous phase modulation). Slutligen innehåller kapitel 5 slutsatserna från arbetet.

FOI-R--5071--SE

2 Bakgrund

Ett radiosystem kan göras mer eller mindre robust mot aktiv störning. Att skydda sig mot störning innebär dock normalt en kostnad i termer av minskad kapacitet eller sämre räckvidd, alternativt en kombination av båda delarna. Att helt skydda sig mot aktiv störning är dock inte möjligt om störaren kan placeras på en för störaren fördelaktig plats och störa med tillräckligt hög effekt över den bandbredd som radiosystemet använder. För öka robustheten mot aktiv störning används ofta någon form av bandspridningsteknik, till exempel frekvenshopp eller direktsekvensspridning. Bandspridningen innebär att sändaren sprider ut den informationsbärande signalen över en betydligt större bandbredd än vad informationstakten kräver. Vid bandspridning med frekvenshopp hoppar radiosystemet över ett stort antal frekvenser (kanaler) på ett, för utomstående, till synes slumpmässigt sätt. Vid bandspridning med direktsekvensspridning multipliceras den informationsbärande signalen med en spridningssekvens, vars takt är mycket större än informationstakten. Den resulterande signalen får härigenom en bandbreddsexpansion. Spridningen kontrolleras i både frekvenshopp och direktsekvensspridning av pseudoslumpsekvenser som enbart legitima användare har tillgång till.

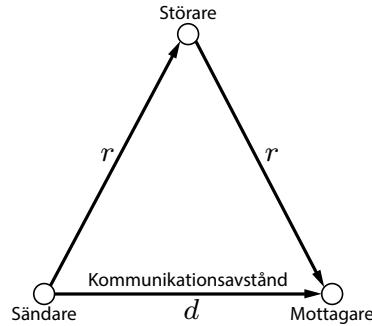
2.1 Skyddsavstånd till följestörare

En viktig fråga vid kravställning av nya radiosystem är hur snabbt radion behöver frekvenshoppa för att erhålla ett tillräckligt bra skydd mot en följestörare. En hög hopptakt tvingar följestören att komma nära radiosystemet för att hinna med att följestöra, vilket även kan uttryckas som att det nödvändiga skyddsavståndet till potentiella följestörare blir kortare.

Följestöraren antas bestå av två separata enheter, för signalspaning respektive störning, som inte kan användas simultant. Förutsättningarna för att en följestörare ska lyckas med att störa ut en kommunikationslänk kan sammanfattas med tre kriterier:

- Detektion: störaren måste klara av att upptäcka vilken frekvens signalen sänds på.
- Effekt: tillräckligt med störeffekt måste nå fram till mottagaren.
- Tid: störeffekten måste hinna fram till mottagaren för att störa en tillräckligt stor andel av frekvenshoppet.

För en ungefärlig uppskattning av vilka frekvenshoppstakter som krävs för att skydda sig mot följestörning antar vi att kriterierna för detektion och ef-



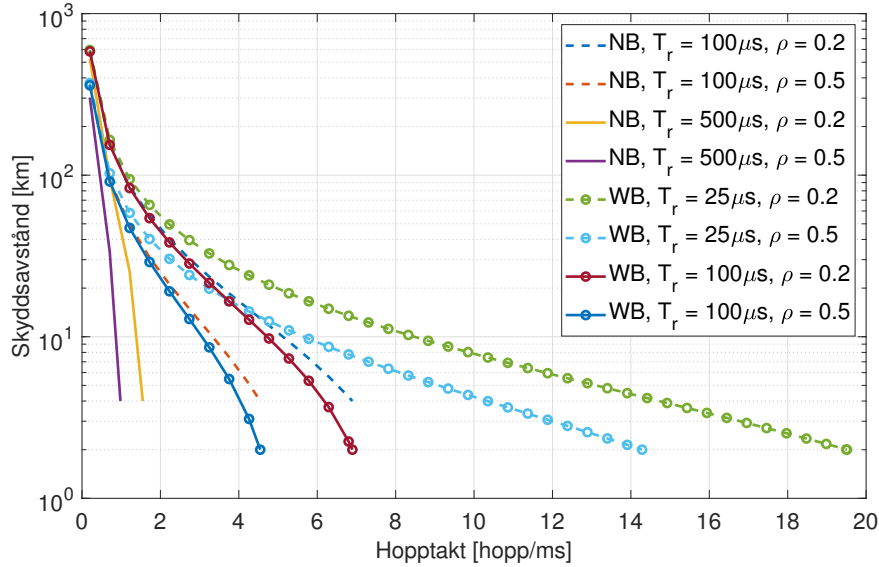
Figur 2.1: Scenario där störaren positionerar sig lika långt från sändare och mottagare.

fekt är uppfyllda och undersöker hur tidskriteriet påverkar skyddsavståndet. Tidskriteriet beror av frekvenshoppstakten i relation till avståndet mellan sändare, mottagare och störare samt responstiden T_r hos störaren. Därutöver har radiosystemets felrättningsförmåga ρ betydelse eftersom den påverkar hur stor del av frekvenshoppet som måste störas. Kodtakten som krävs för att kunna rätta en störd andel ρ av frekvenshoppet beror på vilken felrättning som används och främst på om den störda delen av hoppet kan identifieras och suddas så att suddningsavkodning kan användas. För suddningsavkodning kan kodtakten vara strax under ρ , annars en betydligt lägre kodtakt än så. Tidskriteriet ges av följande ekvation,

$$\frac{2r}{c} + T_r - \frac{d}{c} < T_a(1 - \rho), \quad (2.1)$$

där T_a är den aktiva sändningstiden under frekvenshoppintervall, c är ljushastigheten, r är avståndet till störaren och d är kommunikationsavståndet, se figur 2.1. För att bedömma hur skyddsavståndet påverkas så antar vi som figuren visar att avståndet från störaren till sändaren är lika stort som avståndet från störaren till mottagaren. Denna placering är mest fördelaktig för störaren om vi antar att störaren vill maximera avståndet till sändaren och mottagaren men ändå uppfylla tidskriteriet.

Några exempel på hur skyddsavståndet påverkas av hopptakten f_h i detta scenario visas i figur 2.2. Fyra av exemplen gäller ett bredbandigt system (WB) med sändaren på 4 km avstånd och responstiderna $25 \mu s$ och $100 \mu s$. De övriga fyra exemplen gäller ett smalbandigt system (NB) med sändaren på 8 km avstånd och responstiderna $100 \mu s$ och $500 \mu s$. Dessa responstider antas gälla för snabba respektive långsamma störare [2] [3]. Felrättningsförmågan ρ är vald till $1/2$ eller $1/5$. Frekvenshoppintervall $T_h = 1/f_h$ kan bestå av komponenterna aktiv sändningstid T_a , skyddstid T_{skydd} för att hantera utbredningstider, samt



Figur 2.2: Exempel på skyddsavstånd vid olika hopptakter för ett smalbandigt (NB) och ett bredbandigt (WB) radiosystem.

ramptid T_{ramp} för att rampa upp och ned effekten under en hoppuls:

$$T_h = T_a + T_{\text{skydd}} + T_{\text{ramp}}. \quad (2.2)$$

I figur 2.2 antas den icke aktiva sändningstiden $T' = T_h - T_a$ vara $20 \mu\text{s}$.

Det är önskvärt att skyddsavståndet är kort, eftersom störaren då tvingas placera sig nära för att lyckas med störningen. Vi ser i figuren att hopptakten måste ökas betydligt för att hantera störare med kortare responstid, om ett givet skyddsavstånd ska kunna bibehållas. Notera att med förutsättningarna i scenarioexemplet (lika avstånd till sändare och mottagare) så är den närmaste placeringen av störaren mitt emellan sändare och mottagare. Kurvorna visar därför inte kortare skyddsavstånd än så. Den lägre felrättningsförmågan ($\rho = 1/5$) kan antas vara mest realistisk, så vi tittar närmare på de två kurvorna för ett smalbandigt system.

Målsättningen i rapporten är att undersöka om en betydlig ökning av hopptakten är möjlig utan stora kapacitetsförluster och vi har valt 5 hopp/ms som målbild. Som exempel kan vi jämföra med hopptakten 1 hopp/ms. Genom att hoppa 5 hopp/ms istället för 1 hopp/ms förbättras i detta scenario skyddsavståndet avsevärt. Den långsamma störaren ($T_r = 500 \mu\text{s}$) tvingas placera sig på 4 km avstånd (mitt emellan noderna) redan vid 1.5 hopp/ms. För den snabba störaren ($T_r = 100 \mu\text{s}$) förbättras skyddsavståndet från 110 km till 16 km, en förbättring med en faktor 7.

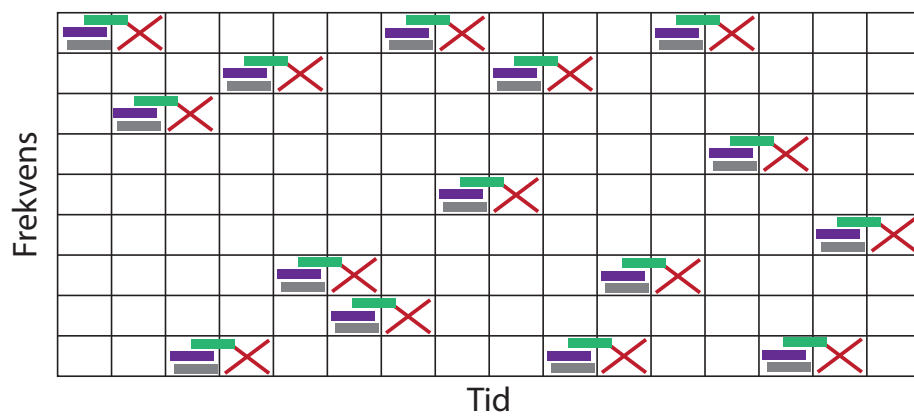
2.2 Interferenser i tid och frekvens

En skyddstid behövs i de flesta radiosystem 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 till exempel nät med kommunikationsavstånd på upp till 6 km blir fördröjningen $20 \mu\text{s}$, vilket innebär en skyddstid på minst $20 \mu\text{s}$. För smalbandiga VHF-nät kan kommunikationsavstånden vara betydligt längre, 15 km eller mer. En skyddstid på minst $50 \mu\text{s}$ skulle då behövas. Skyddstider i den storleksordningen är ett problem vid snabbt frekvenshopp. Hopptakten 5 hopp/ms ger en hopptid på $200 \mu\text{s}$, vilket innebär att skyddstiden reducerar tiden som kan användas för kommunikation till bara 75 procent av hopptiden.

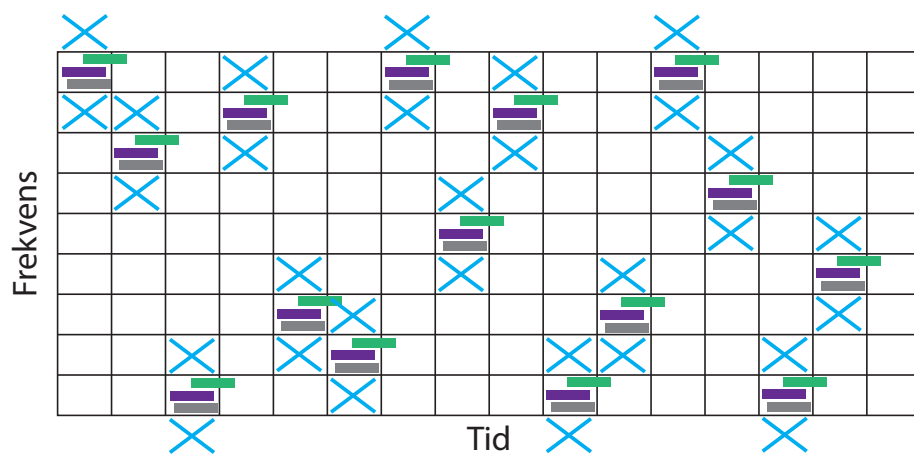
Det är dock oklart vilken skyddstid som egentligen krävs. Dessutom kan eventuellt skyddstiden vara något lägre vid användande av synkroniserad kooperativ broadcast än för ett rent TDMA-system. I synkroniserad kooperativ broadcast sker simultana sändningar från olika noder av ett och samma paket [4] [5]. Det räcker att ett av dessa paket kan tas emot för att mottagningen ska lyckas. I figur 2.3 illustreras detta med tre versioner av samma paket visade med olika färg i figuren (från olika sändare) i varje frekvens/tid-lucka. Även om det gröna paketet blir stört lyckas ofta mottagningen ändå eftersom det lila och gråa paketet tas emot inom rätt frekvens/tid-lucka.

Om en för stor skyddstid krävs, är det alternativ som återstår att helt enkelt inte använda varje lucka. Efter varje lucka som används, hålls nästa tom (de luckor med kryss i figuren). Det blir då en schemalägningsfråga att hålla dessa frekvens/tid-luckor tomma. Notera att interferenserna i tid påverkar inom samma nät men de i frekvens påverkar samlokaliserade nät.

Skyddsband mellan frekvens/tid-luckor, det vill säga en frekvensseparation mellan de använda frekvenserna, behövs för att undvika inter-kanal-interferens. Om skyddsbandet är en hel frekvens/tid-lucka innebär det att luckorna bredvid en använd lucka också måste hållas tomma, se figur 2.4. Där är de luckorna som är markerade med ett blått kryss otillåtna för sändning. Att åstadkomma detta blir igen en schemalägningsfråga. Notera att om flera nät är samlokaliserade inom en begränsad yta behövs troligen ett större skyddsband än vad som motsvaras av en frekvens/tid-lucka. Hur stort skyddsband som behövs vid samlokalisering beror huvudsakligen på kommunikationssignalens utombandsegenskaper, det vill säga hur stor del av signalens energi som påverkar grannkanalerna på varje sida om signalens centerfrekvens.



Figur 2.3: Interferenser orsakade av tidsosäkerhet.



Figur 2.4: Interferenser i närliggande kanaler.

2.3 Exempel på effekter från utombandsegenskaper

Radiosystemets utombandsegenskaper, det vill säga interferenserna som stör andra kanaler, påverkar hur många kanaler som kan allokeras inom en given bandbredd. Anta att interferensen på grannkanalen är 20, 40 respektive 60 dB lägre än på nyttokanalen. Anta vidare att en interfererande signal som är 10 dB svagare än kommunikationssignalen börjar påverka kommunikationsprestandan. Starkare interfererande signaler ger förstås en större påverkan, men om de interfererande signalerna är svagare kan vi bortse från dem. Det ger de relativa skillnaderna 10, 30 och 50 dB, vilket motsvarar avståndskvoterna 0.56, 0.18 och 0.056 för avståndet till den interfererande sändaren relativt kommunikationsavståndet. Vi antar då att vågutbredningsmodellen har ett d^4 avtagande, där d är kommunikationsavståndet.

Låt till exempel kommunikationslänken vara 5 km. I så fall börjar en störande sändares utombandsegenskaper påverka mottagaren om den står hela 2.8 km bort, om sidbandsdämpningen är 20 dB. Motsvarande avstånd blir 0.89 km och 0.28 km vid sidbandsdämpningen 40 dB respektive 60 dB. Det vill säga att dämpningen av sidobanden har stor påverkan på det avstånd inom vilket sidbanden stör mottagaren. Från detta enkla exempel kan slutsatsen dras att en dämpning på sidokanalen på 40 dB förmodligen inte är tillräckligt, den bör vara åtminstone 60 dB eller helst 80 dB innan ett annat nät allokeras på sidokanalen. Utombandsegenskaperna hos radiosystemet är därför viktiga eftersom det påverkar hur många nät som kan allokeras inom en given bandbredd.

3 Spektralegenskaper

Vi beskriver i det här kapitlet hur den utsända signalens spektrum påverkas av frekvenshopptakten och vilka begränsningar det kan innebära för möjligheten att öka frekvenshoppstakten.

En icke frekvenshoppande radiosändares effektspektrum bestäms i huvudsak av sändarens modulationsmetod och dess symboltakt. För en frekvenshoppande sändare påverkas spektrat dessutom av frekvenshopptakten och hur frekvensbytena utförs. I frekvenshoppsfallet är vi därför intresserade av både det vi normalt kallar en signals effektspektrum, det vill säga hur signalens effekt fördelar sig i frekvensplanet över en längre tidsperiod, och av hur signalens korttidsspektrum ser ut. Den första typen av spektrum är av betydelse vid analys av hur en frekvenshoppande sändare kan skapa interferenser i andra radiosystems mottagare. Med andra radiosystem menar vi här fixfrekvenssystem eller frekvenshoppande radiosystem som inte hoppar synkront med den aktuella sändaren. Den andra typen av spektrum, taget över ett tidsintervall motsvarande ett frekvenshopp, är av betydelse vid analys av interferenser från ortogonalt hoppande sändare av samma typ. Den senare typen av interferenser är relaterat till korskorrelationen mellan den interfererande sändarens signal och impulssvaret i mottagarens filter.

3.1 Effektspektrum

Den frekvenshoppande sändarens bärfrekvens utgörs av en serie toner, där varje ton har längden T_h . Bärfrekvenssignalen kan då skrivas

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_h) \cos(\omega_n t + \phi_n), \quad (3.1)$$

där $p(t)$ är en puls med amplituden ett och längden T_h , med start vid $t = 0$, och där ω_n och ϕ_n är vinkelfrekvens, respektive fasvinkel, under det n :te frekvenshoppintervall. Den utsända signalen är den datamodulerade bärvågen $s_d(t)$ translaterad till en ny frekvens $(\omega_0 + \omega_n)$ för varje frekvenshoppintervall

$$s_t(t) = s_d(t)h_T(t). \quad (3.2)$$

Den utsända signalens effektspektrum $S_f(f)$ kan beräknas som faltningen mellan spektrat för den datamodulerade signalen $S_d(f)$ och spektrat för den frekvenshoppande bärvågen $S_h(f)$. Vi antar att $h_T(t)$ är en icke-periodisk och helt slumpmässig sekvens av frekvenser. Vidare antar vi att fasvinkeln ϕ_m är densamma varje gång sändaren återvänder till frekvensen ω_m , det vill säga frekvenshoppet är koherenta. Den utsända sekvensen av frekvenser $\omega_n \in$

$\{\omega_m, m = 1, 2, \dots, N_f\}$ och fasvinklar $\phi_m \in \{\phi_m, m = 1, 2, \dots, N_f\}$, där N_f är antalet frekvenshoppskanaler. Med dessa antaganden blir den frekvenshoppande bärvågens spektrum [6]

$$\begin{aligned}
 S_h(f) = & \frac{1}{T_h^2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{m=1}^{N_f} p_m G_m \left(\frac{i}{T_h} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{i}{T_h} \right) \\
 & + \frac{1}{T_h} \sum_{m=1}^{N_f} p_m (1 - p_m) |G_m(f)|^2 \\
 & - \frac{2}{T_h} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{m'=m+1}^{N_f} p_m p_{m'} \mathcal{R}\{G_m(f) G_{m'}^*(f)\}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

där $\mathcal{R}\{\cdot\}$ betecknar realdelen, p_m är sannolikheten för frekvens m och $G_m(f)$ är fouriertransformen av

$$g_m(t) = \begin{cases} 2p(t) \cos(\omega_m t + \phi_m) & 0 \leq t \leq T_h \\ 0 & \text{f.ö.} \end{cases} \tag{3.4}$$

Notera att spektraltätheten i (3.3) innehåller spektrallinjer för heltalsmultipler av frekvenshopptakten. Orsaken är att vi antagit att bärvågens fasläge är det samma varje gång den återvänder till en viss frekvens f_m .

Under förutsättning att spektraltätheterna $G_m(f)$ och $G_{m'}(f)$ inte är överlappande för $m \neq m'$ kan (3.3) förenklas. Approximationen är god när frekvenshopptakten $1/T_h$ är liten i förhållande till avståndet mellan intilliggande frekvenshoppskanaler. Om vi också antar att alla frekvenser f_m är lika sannolika, det vill säga $p_m = 1/N_f$ för alla m , får vi

$$\begin{aligned}
 S_h(f) \approx & \frac{1}{T_h^2} \frac{1}{N_h^2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^{N_f} \left| G_m \left(\frac{i}{T_h} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{i}{T_h} \right) \\
 & + \frac{1}{T_h} \frac{1}{N_h} \left(1 - \frac{1}{N_h} \right) \sum_{m=1}^{N_f} |G_m(f)|^2.
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Om $p(t)$, enligt antagandet i (3.1), är en rektangelpuls blir fouriertransformen av $g_m(t)$ i (3.4):

$$\begin{aligned}
 G_m(f) = & T_h e^{-j[\pi(f-f_m)T_h - \phi_m]} \text{sinc}[(f - f_m)T_h] \\
 & + T_h e^{-j[\pi(f+f_m)T_h + \phi_m]} \text{sinc}[(f + f_m)T_h],
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

där $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. Under förutsättning att alla frekvenshoppsskanaler f_m är en heltalsmultipel av hopptakten kan första termen i (3.5) förenklas ytterligare genom att notera att deltafunktionen enbart ger bidrag för diskreta frekvenser $f = i/T_h$ och att $G_m(i/T_h)$ enligt (3.6) enbart är nollskild för $i/T_h = \pm f_m$. Spektraltätheten blir under dessa antaganden

$$S_h(f) \approx \frac{1}{N_h^2} \sum_{m=1}^{N_f} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] + \frac{1}{T_h} \frac{1}{N_h} \left(1 - \frac{1}{N_h}\right) \sum_{m=1}^{N_f} |G_m(f)|^2. \quad (3.7)$$

När f_m är stor och överlappet mellan $\text{sinc}[(f - f_m T_h)]$ och $\text{sinc}[(f + f_m T_h)]$ försumbart kan (3.7) förenklas ytterligare enligt:

$$S_h(f) \approx \frac{1}{N_h^2} \sum_{m=1}^{N_f} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] + \frac{T_h}{N_h} \left(1 - \frac{1}{N_h}\right) \sum_{m=1}^{N_f} \{\text{sinc}^2[(f - f_m)T_h] + \text{sinc}^2[(f + f_m)T_h]\}. \quad (3.8)$$

Ekvation (3.8) ger effektspektrum för en frekvenshoppande bärvåg under förutsättning att pulsen är rektangulär. Spektralegenskaper för andra pulsformer behandlas i stycke 3.2.

3.2 Pulsformning

De spektralegenskaper som presenterats hittills har varit baserade på att frekvenshoppspulsen varit rektangelformad, det vill säga att frekvensbytena sker momentant utan att sändareffekten reduceras. Vi går därför vidare med att undersöka hur spektraltätheten $S_h(f)$ förändras om sändareffekten istället gradvis reduceras inför frekvensbytet och därefter gradvis ökas igen på den nya frekvensen. En pulsfunktion av denna karaktär är den från signalbehandlings-sammanhang välkända tukey-funktionen, även kallad *raised cosine* på engelska efter dess matematiska konstruktion

$$p(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T_a}{2} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{\beta T} \left(|t| - \frac{T_a}{2} \right) \right] \right\}, & \frac{T_a}{2} < |t| < \frac{T_p}{2} \\ 0, & \text{f.ö.} \end{cases} \quad (3.9)$$

där T_a är den aktiva sändningstiden under pulsintervallet T_p och βT tiden under vilken pulsen gradvis ökar eller minskar amplitud. Vi antar att $T_p \leq T_h$, med likhet för fallet att ingen ytterligare skyddstid förekommer mellan frekvenshoppet. Notera att vi valt att lägga pulsen symmetriskt kring $t = 0$ i detta fall. Vidare har vi sambanden

$$T = \frac{T_p + T_a}{2} \quad (3.10)$$

$$\beta T = \frac{T_p - T_a}{2} \quad (3.11)$$

ur vilka parametern β faller ut som

$$\beta = \frac{T_p - T_a}{T_p + T_a}. \quad (3.12)$$

Fouriertransformen av $p(t)$ i (3.9) är

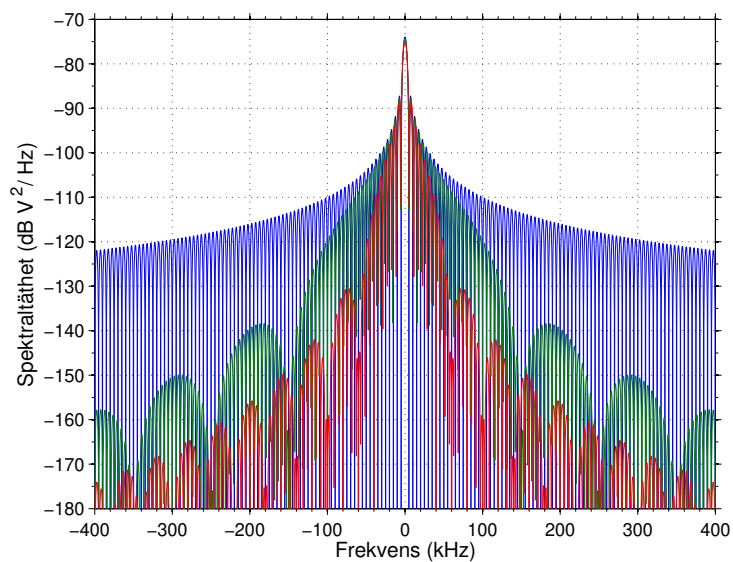
$$P(f) = \begin{cases} T \frac{\pi}{4} \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{2\beta}\right), & f = \pm \frac{1}{2\beta T} \\ T \operatorname{sinc}(Tf) \frac{\cos(\pi\beta Tf)}{1 - (2\beta Tf)^2}, & \text{f.ö.} \end{cases} \quad (3.13)$$

Vi ser att sincfunktionen i (3.13) har nollställen för heltalsmultipler av $1/T$, vilket är en breddning i förhållande till nollställena i rektangelpulsens spektrum. Vidare får spektrat nollställen från cosinusfunktionen för $n/(2\beta T)$ för heltal n skilda från 0 och ± 1 . Asymptotiskt avtar spektrat med 6 dB per oktav för $|f| > 1/T$ och med ytterligare 12 dB per oktav för $|f| > 1/(2\beta T)$, vilket kan jämföras med rektangelpulsens 6 dB per oktav för $|f| > 1/T_p$.

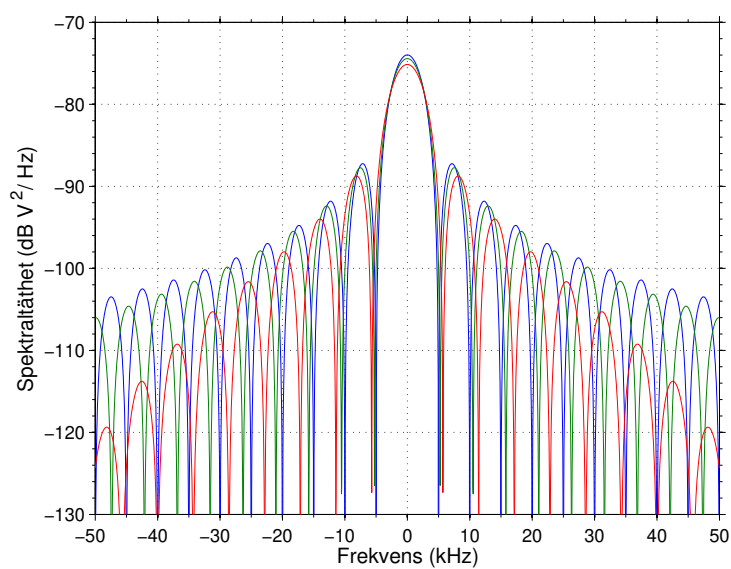
I figur 3.1 visas effektspektra $|P(f)|^2$ för en puls med $T_p = 200 \mu\text{s}$ och $T_a \in \{200, 180, 150\} \mu\text{s}$. Spektras utseende i huvudlobens närhet framgår tydligare av utsnittet i figur 3.2.

Av figuren framgår att valet av pulsformning har stor inverkan på vilka interferensnivåerna en frekvenshoppande signal skapar på närliggande kanaler. För att enklare studera hur hoppulsens spektrum påverkas av parametern β , eller mera precist parametern $T_a/T_p = (1 - \beta)/(1 + \beta)$, tittar vi på det approximativa uttrycket för enveloppen till det normerade spektrumet $|P(f)|^2/T^2$. Baserat på det asymptotiska beteendet av $P(f)$ kan den normaliserade enveloppen till spektrat approximeras som

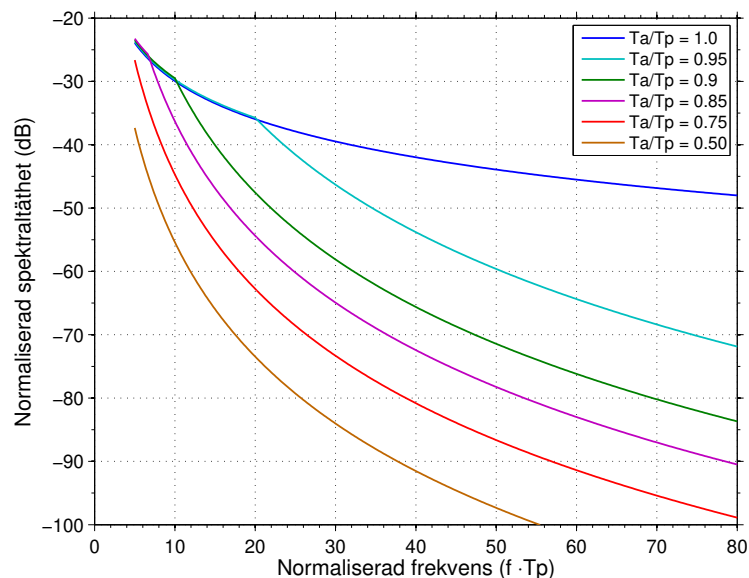
$$S_{\text{env}}(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi^2} \left(\frac{f_1}{f}\right)^2, & f_1 < f \leq f_2 \\ \frac{1}{\pi^2} \left(\frac{f_1}{f}\right)^2 \left(\frac{f_2}{f}\right)^4, & f_2 < f \end{cases}, \quad (3.14)$$



Figur 3.1: Effektspektrum för $p(t)$ enligt (3.10) för $T_p = 200 \mu s$ och $T_a = 200 \mu s$ (blå), $T_a = 180 \mu s$ (grön) respektive $T_a = 150 \mu s$ (röd).



Figur 3.2: Effektspektrum för $p(t)$ enligt (3.10) för $T_p = 200 \mu s$ och $T_a = 200 \mu s$ (blå), $T_a = 180 \mu s$ (grön) respektive $T_a = 150 \mu s$ (röd).



Figur 3.3: Enveloppen för normaliserade effektspektrum för $p(t)$ enligt (3.10) för ett antal värden på kvoten T_a/T_p .

där

$$f_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_p}(1 + \beta), \quad (3.15)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\beta T} = \frac{1}{T_p} \frac{1 + \beta}{2\beta}. \quad (3.16)$$

Figur 3.3 visar enveloppens utseende som funktion av normaliserad frekvens fT_p för ett antal värden på parametern T_a/T_p . Parametervärdena 1, 0.9 och 0.75 motsvarar den blåa, gröna respektive röda spektrumkurvan i figur 3.1. Den normaliserade frekvensen utgör, för fallet $T_p = T_h$, ett frekvensmått som normaliserats till hopptakten. Av figur 3.3 framgår det tydligt hur starkt beroende hoppulsens sidlobsnivåer är av pulsformningen. För en rektangulär puls ($T_a/T_p = 1$) ligger nivån på ungefär -35 dB, relativt huvudloben, på ett frekvensavstånd motsvarande 20 gånger hopptakten. För värden på T_a/T_p på 0.9 och 0.75 är nivåerna ungefär -48 dB, respektive -63 dB, för samma frekvensavstånd.

3.3 Bandbreddsexpansion

Det totala signalspektrumet från ett frekvenshopp utgörs av faltningen mellan hoppulsens spektrum och spektrum för den datamodulerade bärvågen när den

ligger stilla på en viss kanal. Faltningen får, något förenklat, två konsekvenser. För det första leder hoppulsens huvudlob till att modulationens spektrum breddas. För det andra leder hoppulsens sidlobber till att energi kan spridas ut på betydande avstånd från den aktuella kanalens centerfrekvens, även om modulationens spektrum är väl koncentrerat. Den första effekten är direkt proportionell mot frekvenshopp takten och är av liten betydelse när hopp takten är mycket mindre än modulationens bandbredd, det vill säga när ett stort antal symboler överförs per frekvenshopp. Den andra effektens relativa bidrag till interferensnivån, utanför kanalbandbredden, beror på förhållandet mellan modulationens och hoppulsens spektrala egenskaper utanför kanalbandbredden. Interferensnivåns bidrag från hoppulsens beror enligt figur 3.3 på frekvensavståndet, relativt hopp takten, till den aktuella sändningskanalen. En ökad hopp takt medför att det relativa avståndet minskar för ett givet absolut avstånd i frekvens.

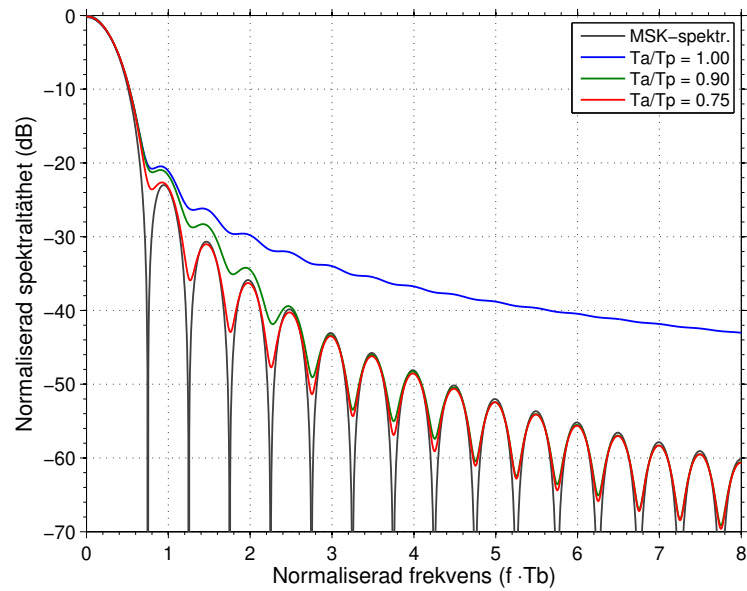
Om frekvenshopp takten ökas kan bidraget från hoppulsens sidlobber dominera interferensnivån utanför kanalbandbredden. I en sådan situation kommer ett val av en modulationsmetod med bra utombandsegenskaper inte att minska den totala interferensnivån i någon större omfattning. Ett sätt att minska interferensbidraget från hoppulsens är runda av pulsen mera, d.v.s. minska kvoten T_a/T_p . Det innebär dock en kostnad i form av en lägre informationstakt. Det är också värt att poängtera att det finns en övre gräns för hur snabbt pulsfunktionen kan få spektrat att falla av. Tukey-funktionen faller som vi sett av med maximalt 18 dB per oktav bortom den andra brytpunkten.

För mer precisa, och kvantitativa, resultat för en given hopp takt, pulsform och modulation måste en faltning av specifika spektra genomföras. Vi exemplifierar effekterna av hoppulsens inverkan på spektrumet för MSK (*minimum-shift keying*) i figur 3.4. Effektspektrum för en MSK-signal är [7]

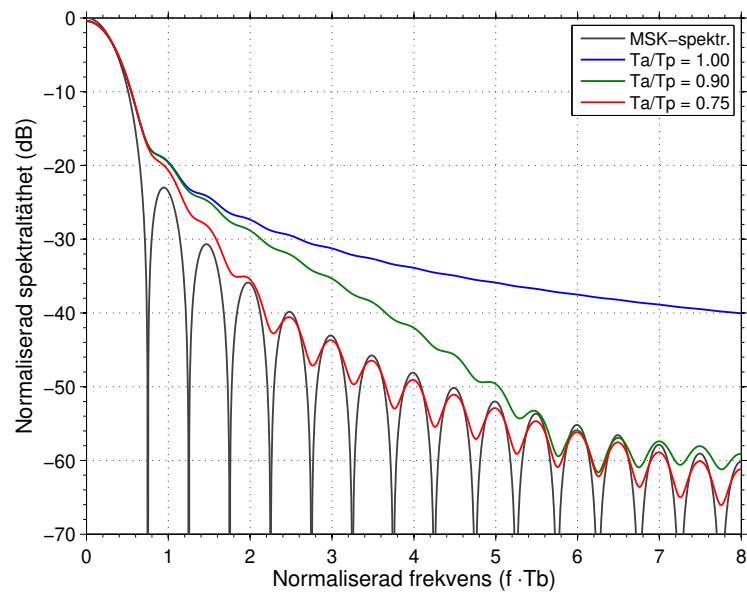
$$S_{\text{MSK}}(f) = \frac{16A^2T_b}{\pi^2} \frac{\cos(2\pi fT_b)}{1 - 16(fT_b)^2}, \quad (3.17)$$

där T_b är bittiden och A är en amplitudkonstant. I figuren har vi valt konstanten A så att spektrumet är normerat till ett för $f = 0$. Hoppulsens har normaliserats så att dess energi är 1. Hoppulsens längd är $10T_b$ i figur 3.4(a), respektive $5T_b$ i figur 3.4(b). Vi ser av figurerna att utombandsegenskaperna för MSK påverkas starkt vid båda pulslängderna för den rektangulära pulsen ($T_a/T_p = 1$). För pulsen med $T_a/T_p = 0.9$ har vi en signifikant påverkan för den korta pulsen, medan inverkan är måttligare för den längre pulsen.

Det är viktigt att tänka på att sidloberna för MSK-modulationen i exemplet faller av med 12 db/oktav. För en modulation med lägre sidlobsnivåer (och ett snabbare avtagande) skulle hoppulsens inverkan på utombandsegenskaperna bli större.



(a)



(b)

Figur 3.4: Pulsfunktionens inverkan på utomabandsegenskaperna för en MSK-modulerad signal för olika pulsparametrar. Den svarta kurvan anger spektrum för MSK utan puls. Pulstiden är i (a) $10T_b$ och i (b) $5T_b$.

4 Möjliga smalbandiga system

Ett smalbandigt radiosystem med hög hopptakt kan utformas på lite olika sätt. Vi undersöker tre olika sätt att utforma ett sådant radiosystem, det första är baserat på MFSK (*multiple frequency-shift keying*), det andra på OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) och det tredje på CPM (*continuous phase modulation*). Med smalbandigt avses här att momentan bandbredd är maximalt 100 kHz, men målet är att använda maximalt 50 kHz för att inte avvika från de bandbredder som normalt används. Smalbandiga radiosystem använder ofta 25 kHz eller 50 kHz, till exempel NBWF [8]. För synkroniserad kooperativ broadcast måste en relativ lång tidsspridning p.g.a. flervägsutbredning kunna hanteras. Det beror på att de kooperativa sändningarna uppfattas som flervägsutbredning i mottagaren. Vi antar att en tidsspridning på minst $40 \mu\text{s}$ ska kunna hanteras. Att hantera flervägsutbredning medför en kostnad i form av extra referenssymboler, eller skyddstider, för både OFDM och CPM. Systemet baserat på MFSK behöver dock inte använda sig av referenssymboler, eftersom systemet hoppar iväg från flervägsutbredningen då varje symbol överförs på en ny frekvens.

Målet är att informationsdatatakten ska vara i samma storleksordning som hos andra smalbandiga radiosystem. Därför är designmålet en informationsdatatakt på minst 20 kbit/s. Vad det innebär i form av kanaldataakt beror på den felrättande kodning som används. Eftersom det finns många möjliga sätt att utforma kodningen använder vi ett förenklat angreppssätt. Vi antar att en halvtaktskod används och att ett kodord kan rättas om bitfelhalten på kanalen inte överstiger 10^{-2} (motiveras i avsnitt 4.2). Den kanaldataakt som krävs blir då 40 kbit/s eller högre för att uppfylla designmålet. Slutligen är målbilden (se avsnitt 2.1) en hopptakt på minst 5 hopp/ms.

Som vi noterade i avsnitt 3.3 sker en viss ökning av den datamodulerade signalens bandbredd på grund av frekvenshoppet, men den ökningen tas inte med i beräkningarna för dessa exemplariska system.

4.1 Förluster i informationstakt

Informationstakten för ett fixfrekvensradiosystem är

$$R_{\text{info,ff}} = R_{\text{kod}} R_b \frac{T_{\text{ref}}}{T_{\text{koh}}}, \quad (4.1)$$

där R_b är radiosystemets momentana bittakt i luftgränssnittet och R_{kod} är kodtaket. T_{ref} är den tid som åtgår för att sända eventuella referenssymboler, vilka behöver uppdateras med ett intervall som högst kan vara lika med kanalens

koherenstid T_{koh} . Vi tänker oss här att T_{ref} är proportionell mot längden på radiokanalens impulssvar och därigenom är både T_{ref} och T_{koh} parametrar som bestäms av radiokanalens egenskaper. Informationstakten för ett frekvenshoppande radiosystem blir på motsvarande sätt

$$R_{\text{info, fh}} = R_{\text{kod}} R_b \frac{T_a - T_{\text{ref}}}{T_h} = R_{\text{kod}} R_b \frac{T_a}{T_h} \left(1 - \frac{T_{\text{ref}}}{T_a} \right). \quad (4.2)$$

Vi har här antagit att eventuella referenssymboler behöver sändas för varje frekvenshopp genom att kanalegenskaperna för den nya kanalen antas vara okorrelerade med den föregående kanalen. Den aktiva tiden av frekvenshoppet är

$$T_a = T_h - T', \quad (4.3)$$

där den icke aktiva tiden T' kan delas upp i två komponenter enligt

$$T' = T_{\text{skydd}} + T_{\text{ramp}}, \quad (4.4)$$

där T_{skydd} är skyddstiden som diskuterades i avsnitt 2.2 och T_{ramp} är tiden för att rampa upp och ner effekten under en hoppuls. Ramptiden är ekvivalent med $2\beta T$ i avsnitt 3.2. I jämförelsen mellan de olika exempelsystemen antar vi tre olika värden på T' : $0 \mu\text{s}$, $20 \mu\text{s}$ och $50 \mu\text{s}$. Fallet $T' = 0$ innebär att ramp- och skyddstider helt försummas och får därför ses som en teoretisk gräns.

Genom att sätta in (4.3) och (4.4) i (4.2) kan vi få en något tydligare bild av hur informationstakten skalar med frekvenshopptakten och de olika tiderna enligt

$$R_{\text{info, fh}} = R_{\text{kod}} R_b \left\{ \frac{T_a}{T_p} \left(1 - \frac{T_{\text{skydd}}}{T_h} \right) - \frac{T_{\text{ref}}}{T_h} \right\}, \quad (4.5)$$

där pulstiden $T_p = T_a + T_{\text{ramp}}$. Kvoten T_a/T_p beskriver pulsformningen av hoppulsen, men är inte direkt beroende av hopptakten. Kvoten bestämmer dock i hög grad pulsens spektrala egenskaper i form av dess sidlobnivåer, se figur 3.3, s. 20. Däremot ser vi att kvoterna T_{skydd}/T_h och T_{ref}/T_h är proportionella mot hopptakten och kan ge en stor minskning av informationstakten för höga hopptakter.

4.2 Räckviddsjämförelse mellan system

En frekvenshoppande sändares uteffekt P kan definieras på minst två olika sätt. I det första fallet definieras uteffekten som sändarens medeleffekt under hoppintervallet T_h . I det andra fallet som dess medeleffekt under den aktiva

tiden T_a . I vår jämförelse av olika systemalternativ har vi valt den andra av definitionerna. Den mottagna signalens effekt P_m ges av sambandet

$$P_m = \frac{PG_{sm}G_{ms}}{L}, \quad (4.6)$$

där G_{sm} och G_{ms} är sändarens respektive mottagarens antennvinster i riktning mot mottagaren respektive sändaren, L är länkdämpningen mellan sändare och mottagare.

Om s symboler med vardera k bitar tas emot under ett frekvenshopp kan medeldataakten R_{kanal} skrivas enligt

$$R_{kanal} = \frac{sk}{T_h} = \frac{sk}{T_a} \frac{T_a}{T_h} = R_b \frac{T_a}{T_h}. \quad (4.7)$$

Energien E_b per kanalbit beräknas enligt

$$E_b = \frac{P_m T_a}{sk} = P_m \frac{T_a}{T_h} \frac{T_h}{sk} = P_m \frac{T_a}{T_h} \frac{1}{R_{kanal}} = \frac{PG_{sm}G_{ms}}{LR_{kanal}} \frac{T_a}{T_h}. \quad (4.8)$$

Skalningsfaktorn T_a/T_h ingår alltså på grund av att R_{kanal} enligt (4.7) är definierad som medeldataakten över frekvenshoppet.

Vi antar att utbredningsdämpningen har ett potensavtagande med avståndet enligt

$$L = a \left(\frac{d}{d_{ref}} \right)^n, \quad (4.9)$$

där d_{ref} är ett referensavstånd, a är en konstant faktor, d utbredningsavståndet och där n bestämmer modellens avståndsberoende. Vi antar här att avståndsberoendet n är fyra, vilket är vanligt förekommande i svensk terräng.

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

$$N_0 = KT_0F, \quad (4.10)$$

där $K \approx 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K är Boltzmans konstant och $T_0 = 290$ K är referenstemperaturen för brusfaktorn F . För att kommunikation över länken ska vara möjlig, måste signal- till brusförhållandet (SNR) minst ligga på en tröskelnivå γ :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{PG_{sm}G_{ms}}{LR_{kanal}KT_0F} \frac{T_a}{T_h} \geq \gamma^*. \quad (4.11)$$

Detta samband kallas länkbudget och bestämmer relationen mellan radiosystemets parametrar. Tröskelnivån γ^* beror av den använda modulationsmetoden och av den bitfelshalt P_e^* som systemet klarar.

För en given modulationsform med bitfelssannolikhet $P_e(\frac{E_b}{N_0})$, som funktion av SNR, kan γ^* beräknas analytiskt eller numeriskt ur sambandet

$$P_e(\gamma^*) = P_e^*. \quad (4.12)$$

Vi antar att en halvtaktskod används, och att det innebär att ett kodord kan rättas om bitfelhalten på kanalen är i intervallet 10^{-2} – 10^{-1} eller lägre. Ett exempel är en faltningskod med spann 7 som, med mjuk viterbiavkodning, ger bitfelshalten 10^{-6} för $E_{b,\text{info}}/N_0 = 5$ dB, vilket före avkodaren motsvarar bitfelshalten $4 \cdot 10^{-2}$ (för $E_b/N_0 = 2$ dB), se motsvarande två kurvor i figur 4 i [9]. För enkelhets skull antar vi i fortsättningen att ett kodord kan rättas om bitfelhalten på kanalen inte överstiger 10^{-2} .

För en förenklad räckviddsanalys kan man uttrycka räckvidden relativt ett referenssystem. Antag att d_{ref} är referenssystemets räckvidd (motsvarande en länkämpning L_{ref} och tröskelnivå γ_{ref}^*) och $R_{\text{ref,kanal}}$ dess kanaldatatakt. För referenssystemet gäller alltså:

$$\frac{PG_{\text{sm}}G_{\text{ms}}}{L_{\text{ref}}R_{\text{ref,kanal}}KT_0F} = \gamma_{\text{ref}}^*. \quad (4.13)$$

Låt ett system med en annan modulationsmetod, kanaldatatakt R_{kanal} , räckvidd d , länkämpning L och tröskelnivå γ^* i övrigt ha samma sändareffekt, antennvinster och brusfaktor som referenssystemet. Från de två systemens länkbudget får vi följande samband:

$$\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ref}}} = \frac{L_{\text{ref}}}{L} \frac{R_{\text{ref,kanal}}}{R_{\text{kanal}}} \frac{T_a}{T_h} = \left(\frac{d_{\text{ref}}}{d} \right)^4 \frac{R_{\text{ref,kanal}}}{R_{\text{kanal}}} \frac{T_a}{T_h}, \quad (4.14)$$

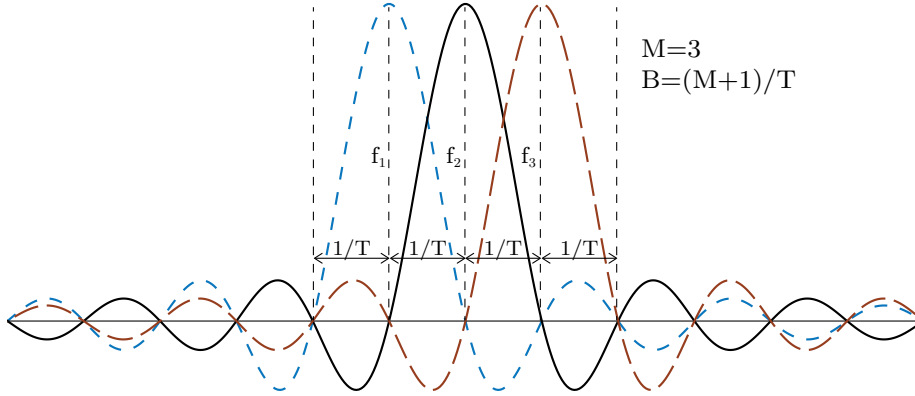
där vi utnyttjat sambandet (4.9) med avståndsberoendet $n = 4$. Systemets räckvidd relativt referenssystemet kan alltså skrivas

$$\frac{d}{d_{\text{ref}}} = \left(\frac{\gamma_{\text{ref}}}{\gamma} \frac{R_{\text{ref,kanal}}}{R_{\text{kanal}}} \frac{T_a}{T_h} \right)^{1/4} = \left(\frac{\gamma_{\text{ref}}}{\gamma} R_{\text{ref,kanal}} \frac{T_a}{sk} \right)^{1/4}. \quad (4.15)$$

Uttrycket i (4.15) använder vi senare i rapporten för att jämföra olika system.

4.3 MFSK

MFSK använder ett alfabet bestående av M toner och sändaren väljer en ton åt gången från alfabetet för överföring. M är vanligtvis en tvåpotens, så varje symbol från alfabetet representerar $k = \log_2 M$ databitar. MFSK klassas som en M -är ortogonal modulationsmetod eftersom detekteringsfiltret för en given



Figur 4.1: Signalerna i icke-koherent MFSK separeras $1/T_s$ och upptar därför bandbredden $(M + 1)/T_s$. Exemplet är för $M = 3$.

ton i mottagaren bara svarar på denna ton och inte alls på de andra tonerna; det vill säga oberoendet mellan tonerna ger ortogonaliteten. MFSK kan detekteras koherent eller icke-koherent. För icke-koherent detektering behöver tonerna vara separerade $1/T_s$, där T_s är symboltiden, och mottagaren består i det fallet av M signalanpassade filter följda av enveloppsdetektorer. De enskilda tonernas spektrum och inbördes avstånd illustreras i figur 4.1. Spektralegenskaper och bitfelshalter för MFSK finns väl dokumenterade i litteraturen, se t. ex. [10, s. 232].

Om vi antar att modulationen har en symbol per frekvenshopp ($T_s = T_a$) får vi följande samband mellan hopptakt och bandbredd B för MFSK:

$$B = \frac{M+1}{T_s} = \frac{M+1}{T_a} = \frac{2^k + 1}{T_h - T'}, \quad k = 1, \dots, 4, \quad (4.16)$$

där vi antagit att M är en tvåpotens och att en viss del T' av frekvenshoppet inte upptas av den sända symbolen. För en given bandbredd kan alltså hopptakten bestämmas enligt

$$f_h = \frac{1}{T_h} = \frac{1}{\frac{2^k+1}{B} + T'} = \frac{B}{2^k + 1 + BT'}, \quad k = 1, \dots, 4, \quad (4.17)$$

och motsvarande medelkanaldataakt blir

$$R_{\text{kanal}} = \frac{k}{T_h} = \frac{k}{\frac{2^k+1}{B} + T'} = \frac{kB}{2^k + 1 + BT'}, \quad k = 1, \dots, 4. \quad (4.18)$$

Uttrycket (4.18) ökar med k så länge följande är uppfyllt:

$$2^k \left(\frac{k}{2} - 1 \right) - 1 < BT'. \quad (4.19)$$

$B = 50 \text{ kHz}$						$B = 100 \text{ kHz}$					
M	$\frac{d}{d_{\text{ref}}}$	T'	T_h	R_{info}	f_h	M	$\frac{d}{d_{\text{ref}}}$	T'	T_h	R_{info}	f_h
—	—	μs	μs	$\frac{\text{kbit}}{\text{s}}$	$\frac{\text{hopp}}{\text{ms}}$	—	—	μs	μs	$\frac{\text{kbit}}{\text{s}}$	$\frac{\text{hopp}}{\text{ms}}$
2	1.0	0	60	8	16.7	2	0.8	0	30	17	33.3
4	1.1	0	100	10	10.0	4	0.9	0	50	20	20.0
8	1.2	0	180	8	5.6	8	1.0	0	90	17	11.1
2	1.0	20	80	6	12.5	2	0.8	20	50	10	20.0
4	1.1	20	120	8	8.3	4	0.9	20	70	14	14.3
8	1.2	20	200	8	5.0	8	1.0	20	110	14	9.1
2	1.0	50	110	5	9.1	2	0.8	50	80	6	12.5
4	1.1	50	150	7	6.7	4	0.9	50	100	10	10.0
8	1.2	50	230	7	4.3	8	1.0	50	140	11	7.1

Tabell 4.1: Hopptakt och dataakt för MFSK.

Om BT' är mindre än 3 så maximeras alltså (4.18) för $k = 2$, det vill säga $M = 4$. Om BT' ligger i intervallet $3 \leq BT' < 15$ så maximeras R_{kanal} för $k = 3$. (Se även tabell 4.1.)

Baserat på relationerna ovan har vi genererat ett antal systemexempel för olika kombinationer av parametrarna M , T' och B . Givet dessa parametrar har korresponderande värden på systemparametrarna T_h , R_{info} samt d/d_{ref} beräknats. Resultaten redovisas i tabell 4.1. I tabellen anges också den erhållna hopptakten $f_h = 1/T_h$ explicit. För en förenklad räckviddsanalys enligt (4.15) har vi använt BFSK-systemet ($M = 2$) med bandbredden 50 kHz och $T' = 0$ som referenssystem. Symboltiden för referenssystemet upptar därmed hela frekvenshoppet ($T_s = T_a = T_h$). Vi har antagit att felfri överföring är möjlig för bitfelhalter (före felrättande avkodning) upp till en tröskelnivå $P_e^* = 10^{-2}$. Bitfelsannolikheten som funktion av SNR för icke-koherent MFSK [11, s. 192], [10, s. 232] kan uttryckas enligt

$$P_e = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M \binom{M}{i} (-1)^i \exp \left\{ -\frac{(i-1)k}{i} \gamma \right\}. \quad (4.20)$$

Den mot P_e^* korresponderande SNR-tröskel γ^* har beräknats iterativt utgående från (4.20).

Slutsatser MFSK: MFSK är en klassisk modulationsmetod som kan realiseras med höga hopptakter. Tyvärr uppfyller inget av våra exempel, baserade på

en symbol per hopp, målbilden (en hopptakt på minst 5 hopp/ms, informationsdatatakt på minst 20 kbit/s inom en 50 kHz-bandbredd). Om målet är en mycket hög hopptakt kan däremot MFSK vara ett alternativ, men då med en mer begränsad informationsdatatakt. Med en större bandbredd på $B = 100$ kHz kan informationsdatatakten 14 kbit/s uppnås, med en hopptakt på 14 hopp/ms.

4.4 OFDM

Vi låter $\mathbf{x} = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$, $x_k \in \mathbb{C}$, beteckna den sända sekvensen i tidsdomänen och $\mathbf{X} = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$, $X_n \in \mathbb{C}$, motsvarande sekvens i frekvensdomänen. I OFDM-system utförs kodning, spridning och modulation i frekvensdomänen. Sekvensen $\{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ kallas en OFDM-symbol och X_n en faston. OFDM-symbolen omvandlas till tidsdomänen med hjälp av en diskret invers fouriertransform (IFFT)

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{-2\pi jkn/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.21)$$

Låt tiden för en OFDM-symbol betecknas T_s och frekvensseparationen mellan intilliggande fastoner betecknas Δf . Systembandbredden B ges då av

$$B = N \Delta f = \frac{N}{T_s} = \frac{N}{NT_c} = \frac{1}{T_c}, \quad (4.22)$$

där T_c är tiden för att sända ett element av tidsdomänsekvensen. Tidsdomänsekvenserna $\{x_k\}$ från på varandra följande OFDM-symboler överförs sekvensiellt. För att undvika intersymbolinterferens (ISI) införs ett cykliskt prefix av längden ν mellan varje sekvens. Det cykliska prefixet fås genom att utvidga tidsdomänsekvensen enligt

$$\{x_{N-\nu}, x_{N-\nu+1}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}. \quad (4.23)$$

Det cykliska prefixet får en varaktighet av

$$T_\nu = \nu T_c, \quad (4.24)$$

vilken ska vara minst lika lång som kanalens impulssvar för att undvika ISI. Genom att ISI mellan olika OFDM-symboler kan undvikas med hjälp av det cykliska prefixet reduceras effekterna av kanalens tidspridning till att enbart ge en cyklisk faltning mellan enskilda symboler och kanalens impulssvar. Det senare är ekvivalent med en multiplikation mellan OFDM-symbolens frekvensdomänrepresentation och kanalens frekvensöverföringsfunktion. Kanalens frekvensöverföringsfunktion brukar normalt skattas med pilottoner. Med denna

skattning kan man återskapa den utsända OFDM-symbolens frekvensdomänrepresentation. Det innebär att ingen komplex utjämnare behövs för att ta hand om flervägsutbredningen.

I vårt tänkta OFDM-system har vi antagit att information kodas differentiellt mellan intilliggande fastoner och att kanalens koherensbandbredd är större än Δf . Dessa antaganden leder till att pilottoner inte behövs. Dock finns en kostnad i form av det cykliska prefixet, som behöver vara lika långt som flervägsutbredningen. En flervägsutbredning motsvarande $40 \mu s$ uppnås med ett 2 symboler långt cykliskt prefix. Vi antar därför $\nu = 2$. För att undvika overhead bör T_s inte vara för kort i relation till det cykliska prefixet. Å andra sidan, för att minska distortion orsakad av fädning under en symbolperiod, bör inte T_s vara för lång.

Vi antar att OFDM-systemet använder en OFDM-symbol per hopp. Då fås

$$T_a = T_s + T_\nu. \quad (4.25)$$

Ekvivalent med (4.17) för MFSK, fås $T_h = T_s + T_\nu + T'$ och frekvenshoppstakten ges av

$$f_h = \frac{1}{T_h} = \frac{1}{T_s + T_\nu + T'} = \frac{1}{\frac{N}{B} + T_\nu + T'}. \quad (4.26)$$

Vidare antas att modulationen är DPSK med 2 bitar per symbol. Antalet symboler N är lika med antalet fastoner. För differentiell modulation behöver en symbol vara referenssymbol som inte bär information. Med $N - 1$ informationsbärande symboler om vardera 2 bitar blir medelkanaldataakten

$$R_{\text{kanal}} = \frac{2(N - 1)}{T_h} = 2(N - 1)f_h. \quad (4.27)$$

På samma sätt som för tabell 4.1 visas här några olika systemalternativ för OFDM i tabell 4.2.

Slutsatser OFDM: Ett system baserat på OFDM kan ge bra prestanda i form av en relativt hög dataakt i kombination med en hög hopptakt och god bandbreddseffektivitet. För fallet $T' = 20 \mu s$ (summan av ramptid och skyddstid för utbredningsfördröjningar) klarar ett av exemplen kraven på minst 5 hopp/ms och en informationsdataakt över 20 kbit/s. Inget exempel klarar fallet $T' = 50 \mu s$ men några ligger ganska nära. Räckviddsminskningen relativt BFSK är måttlig för dessa system, kring 80–90 %.

Några nackdelar med OFDM är stora variationer i amplituden (peak-to-average) på den utsända signalen, samt mindre bra utombandsegenskaper. Någon form av filtrering används ofta för att förbättra utombandsegenskaperna.

$B = 50 \text{ kHz}$					
N	$\frac{d}{d_{\text{ref}}}$	T'	T_h	R_{info}	f_h
—	—	μs	μs	$\frac{\text{kbit}}{\text{s}}$	$\frac{\text{hopp}}{\text{ms}}$
2	1.0	0	80	13	12.5
4	0.9	0	120	25	8.3
8	0.8	0	200	35	5.0
2	1.0	20	100	10	10.0
4	0.9	20	140	21	7.1
8	0.8	20	220	32	4.5
2	1.0	50	130	8	7.7
4	0.9	50	170	18	5.9
8	0.8	50	250	28	4.0

Tabell 4.2: Hopptakt och dataakt för OFDM för $T_\nu = 40 \mu\text{s}$.

Alternativt kan olika typer av förkodning, fönstring eller pulsformning användas, eventuellt i kombination med filtrering, vilket dock kan påverka prestanda negativt. Om synkronism kan bibehållas mellan olika nät med samma parametersättning kan dock näten ligga nära varandra spektrummässigt, i princip bredvid varandra utan skyddsband. Problemet är att radiosystemet störs av och framförallt stör andra typer av nät, så för att skydda dessa andra nät krävs ett betydande skyddsband i form av flera oanvända kanaler i frekvensledd.

4.5 CPM

Smalbandiga radiosystem använder ofta någon typ av CPM (continuous phase modulation). 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

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \Theta(t)), \quad (4.28)$$

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

$$\Theta(t) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_i q(t - iT_s), \quad (4.29)$$

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:

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \int_0^t g(\tau) d\tau, & 0 \leq t \leq LT_s \\ 1/2, & t > LT_s, \end{cases} \quad (4.30)$$

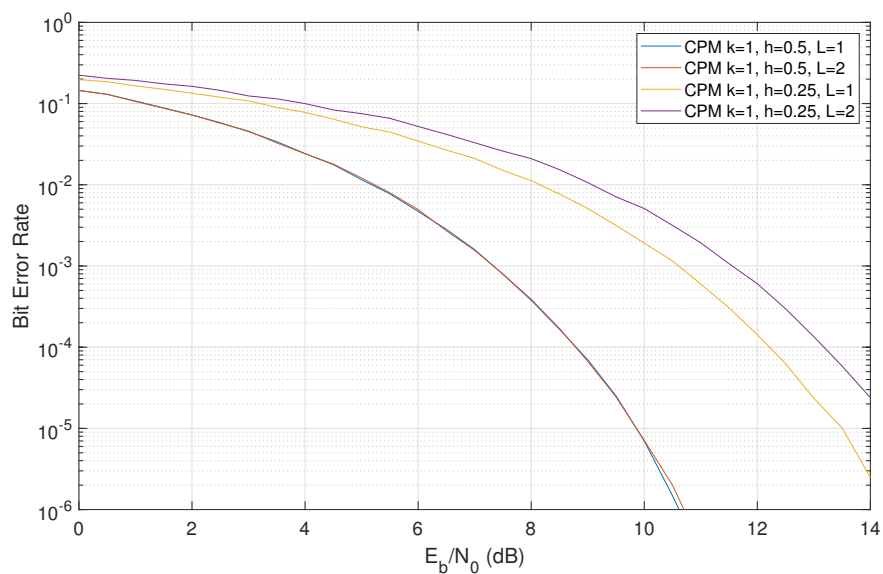
där L är ett positivt heltal. Modulationen kallas *full response* om L är ett, och *partial response* om L är större än ett. I det senare fallet införs en kontrollerad symbolinterferens för att förbättra systemets prestanda. Slutligen kan CPM-signalen behöva filtreras för att uppfylla spektrumkraven, 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. Till exempel definieras i [8] sju CPM-moder med olika parametersättningar. Man kan notera att dessa moder inte använder frekvenshopp vilket påverkar datatakten. Figur 4.2–4.5¹ visar bitfelshalt och effektspektrum för några olika kombinationer av parametrarna M , L och h . Effektspektrum är beräknat för okodad CPM med en avrundad pulsformning, det vill säga $g(t)$ är en *raised-cosine*-puls (ekvation 3.9). Denna pulsformning ger ett effektspektrum med en smal huvudloob och bra utombandegenskaper, vilket innebär att en högre datatakt kan användas inom en given bandbredd. Som jämförelse visas även effektspektrum för BFSK i figur 4.6.

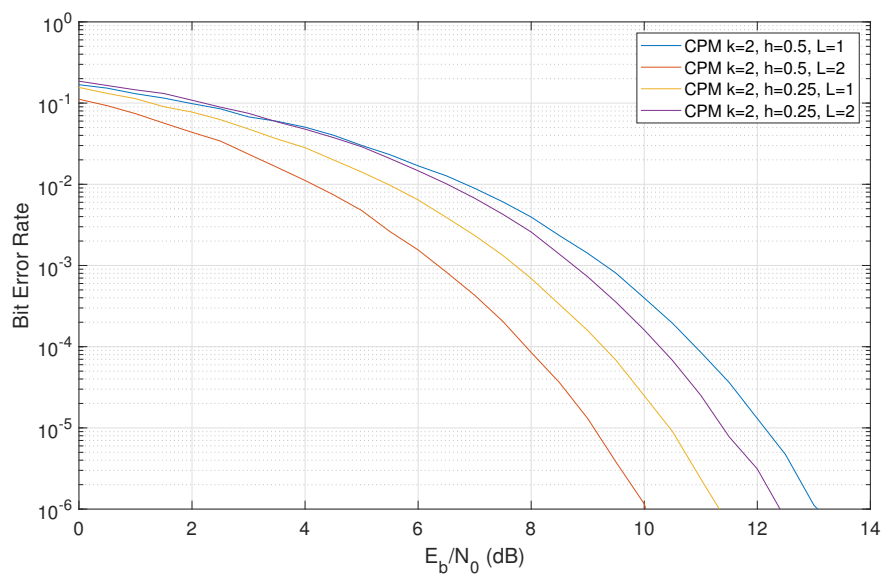
För exempelsystemen med MFSK och OFDM i stycke 4.3 och 4.4 har bandbredden B definierats som avståndet mellan effektspektrats första nollställan. Här måste vi använda en annan bandbreddsdefinition som är någorlunda jämförbar med B . Låt bandbredden B_{20} definieras av den del av effektspektrum ligger över -20 dB, räknat från effektspektrats topp. Denna bandbredd har lästs av numeriskt och anges i figurerna 4.4, 4.5 för systemen med bäst bandbreddsegenskaper ($h = 1/4$ och $L = 2$), samt i figur 4.6. Vi väljer dessa två CPM-system för en närmare analys. Vi kan se att de systemen har ett spektrum med bra utombandsegenskaper men en relativt dålig prestanda i form av bitfelshalt som funktion av SNR. Som jämförelse kan nämnas att en av moderna i NATO NBWF (mode N6) [8] har parametrarna $M = 2$, $L = 2$, $h = 1/4$.

Notera att figurernas effektspektrum har ritats för en normerad frekvens fT_b , där T_b är den tid som krävs för att sända en bit. Därför ges den normerade bandbredden ($B_{20}T_b$) av diagrammen: 0.75 och 0.72 för CPM (där k är ett respektive två), samt 2.64 för CPFSK.

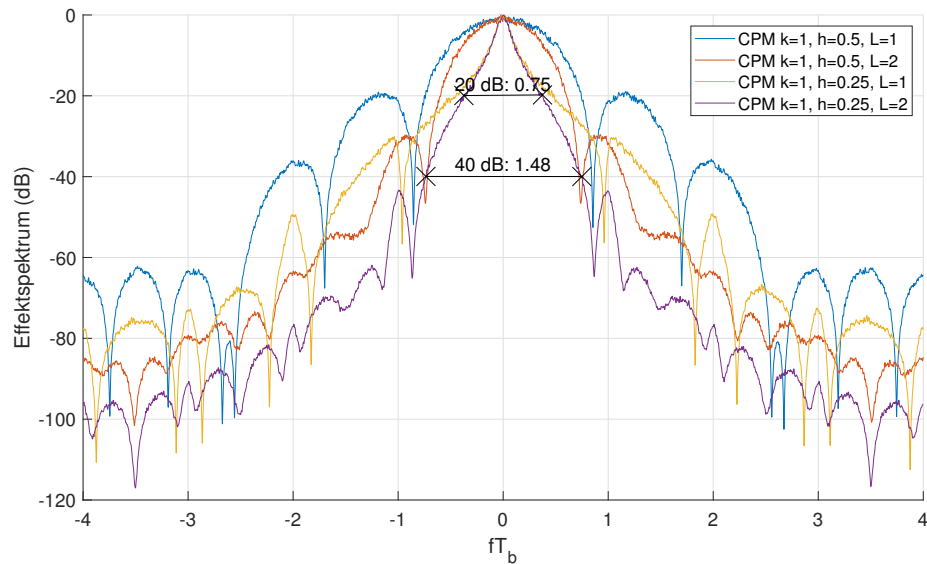
¹Författarna tackar Sara Linder för de simuleringsresultat som presenteras i figur 4.2–4.6.



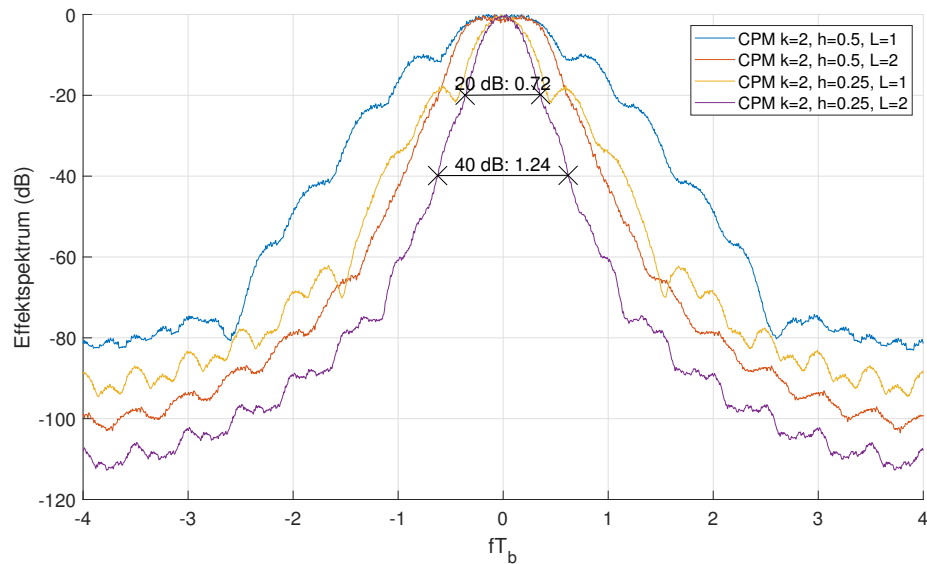
Figur 4.2: Bitfelshalt för fyra olika CPM-system med *raised-cosine*-pulsformning för $M = 2$.



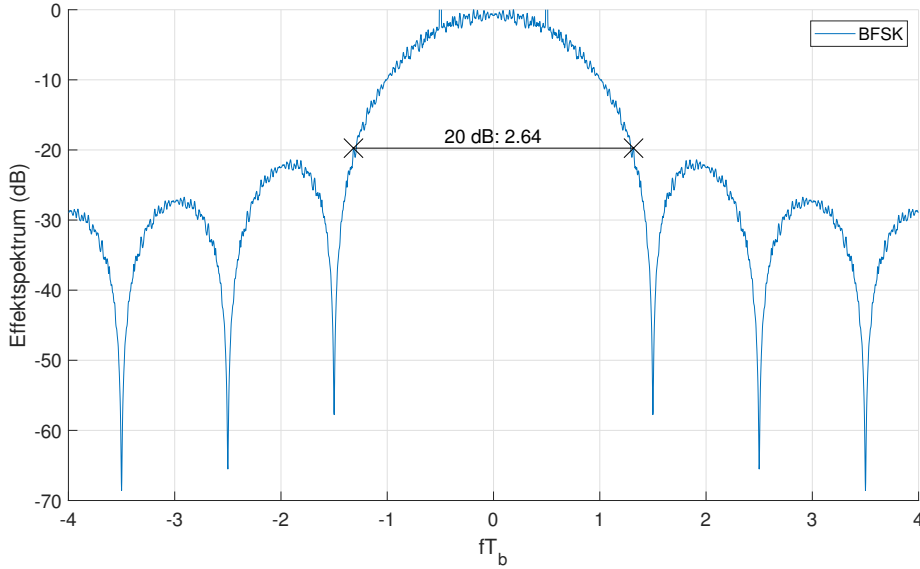
Figur 4.3: Bitfelshalt för fyra olika CPM-system med *raised-cosine*-pulsformning för $M = 4$.



Figur 4.4: Spektrum för CPM och Raised-Cosine för $k = 1$, som funktion av normerad frekvens fT_b . Spektrum har även numererats i vertikal ledd, så att toppen hamnar på noll decibel. Bandbredden (i normerad frekvens) för 20 respektive 40 dB har markerats för kurvan med parametrar $h=1/4$ och $L=2$.



Figur 4.5: Spektrum för CPM och Raised-Cosine för $k = 2$, som funktion av normerad frekvens fT_b . Spektrum har även numererats i vertikal ledd, så att toppen hamnar på noll decibel. Bandbredden (i normerad frekvens) för 20 respektive 40 dB har markerats för kurvan med parametrar $h=1/4$ och $L=2$.



Figur 4.6: Spektrum för BFSK som funktion av normerad frekvens fT_b . Spektrum har även normerats i vertikal ledd, så att toppen hamnar på noll decibel. Bandbredden (i normerad frekvens) för 20 dB har markerats.

För att jämföra med de andra exempelsystemen låter vi bandbredden B_{20} vara 50 kHz. Därmed kan T_b beräknas för de olika systemen enligt

$$T_b = \frac{(B_{20}T_b)}{B_{20}} \approx \begin{cases} 15.0 \mu s, & k = 1 \\ 14.4 \mu s, & k = 2 \end{cases} \quad (4.31)$$

Låt N_s vara totala antalet CPM-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 :

$$T_h = N_s k T_b + T' < 200 \mu s. \quad (4.32)$$

Några av de $N_s k$ bitarna måste användas som pilot för att hantera flervägsutbredning. Som för OFDM-exemplet antar vi att systemet ska hantera en flervägsutbredning motsvarande 40 μs och antalet pilotbitar n_p bör då väljas så att följande är uppfyllt:

$$n_p T_b > 40 \mu s. \quad (4.33)$$

Detta innebär att $n_p = 3$ pilotbitar används för båda CPM-systemen. Informationsdatatakten kan därmed beräknas enligt

$$R_{\text{info}} = \frac{N_s k - n_p}{T_h} R_{\text{kod}}. \quad (4.34)$$

Vi beräknar också avståndskvoten d/d_{ref} enligt ekvation (4.15), med numeriskt avlästa värden på γ för felhalten 10^{-2} ur figurerna 4.2 och 4.3:

$$\gamma \approx \begin{cases} 9.1 \text{ dB}, & k = 1 \\ 6.5 \text{ dB}, & k = 2, \end{cases} \quad (4.35)$$

se tabell 4.3.

$B_{20} = 50 \text{ kHz}$						
M	N_s	$\frac{d}{d_{\text{ref}}}$	T'	T_h	R_{info}	f_h
—	—	—	μs	μs	$\frac{\text{kbit}}{\text{s}}$	$\frac{\text{hopp}}{\text{ms}}$
2	13	0.7	0	195	25.7	5.1
4	6	0.9	0	173	26.1	5.8
2	12	0.8	20	200	22.5	5.0
4	6	0.9	20	193	23.4	5.2
2	10	0.8	50	200	17.5	5.0
4	5	0.9	50	194	18.1	5.2

Tabell 4.3: Hopptakt och dataakt för CPM för $h = 0.25$ och $L = 2$.

Slutsatser CPM: För smalbandiga system är kombinationen bra utombandsegenskaper och hög dataakt viktig, vilket CPM erbjuder. Ett system baserat på CPM kan utformas på olika sätt så att målbilden med en hopptakt på minst 5 hopp/ms, informationsdataakt på minst 20 kbit/s inom 50 kHz bandbredd uppfylls för $T' = 20 \mu\text{s}$. Inget av våra exempel klarar fallet $T' = 50 \mu\text{s}$ men ligger ganska nära, med en informationsdataakt på 17.5-18 kbit/s. Räckviddsminskningen är måttlig relativt BFSK, kring 80-90 % för fallen $T' = 20 \mu\text{s}$ och $T' = 50 \mu\text{s}$.

5 Slutsatser

Vi har undersökt några av de faktorer som begränsar möjligheterna att öka frekvenshoppstakten. De flesta av faktorerna ger inte en absolut övre gräns på den möjliga frekvenshoppstakten, utan leder till att prestanda (i första hand informationsstakten) för radiosystemet successivt försämras. De viktigaste faktorerna bedöms vara skillnaderna i utbredningstid mellan olika sändare och mottagare, samt sändarnas spektralegenskaper när frekvenshopptakten ökas.

Hopptakter på 5 hopp/ms eller högre kan realiseras för smalbandiga system utan att kraftigt behöva begränsa informationsdatatakten. Exempelsystem baserade på MFSK, OFDM och CPM har undersökts med krav på att informationsdatatakten inte understiger 20 kbit/s och att bandbredden begränsas till 50 kHz. Exempelsystemen har för och nackdelar, vad gäller informationsdatatakt, bandbredd, utombandsegenskaper och amplitudvariationer.

Generellt påverkar en ökad hopptakt den frekvenshoppande signalens spektrum 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.

Vad gäller exempelsystemen, så kan höga hopptakter uppnås med MFSK, men för att uppfylla kravet på informationsdatatakt krävs en bandbredd över 100 kHz. Systemen baserade på OFDM och CPM är bandbreddseffektiva och kan uppfylla prestandakraven för måttliga ramptider och skyddstider för utbredningsfördröjningar. Dessa system ger räckvidder på 80–90 % av räckvidden för vårt referenssystem baserat på BFSK för den antagna utbredningsmodellen. För smalbandiga system är det viktigt att bra utombandsegenskaper kan erhållas utan att kompromissa för mycket med datatakten, vilket CPM erbjuder. Nackdelar med OFDM är höga amplitudvariationer i den utsända signalen och mindre bra utombandsegenskaper. Det finns dock metoder för att förbättra dessa egenskaper.

FOI-R--5071--SE

Referenser

- [1] C.-H. Kao, "Performance analysis of a JTIDS/Link-16-type waveform transmitted over slow, flat nakagami fading channels in the presence of narrowband interference," doktorsavhandl., Naval postgraduate school, Monterey CA, dec. 2008.
- [2] A. Hansson, J. Nilsson och K. Wiklundh, "Performance analysis of frequency-hopping ad hoc networks with random dwell-time under follower jamming," *Proc. Military Communications Conference (MILCOM)*, Tampa, FL, USA, okt. 2015, s. 1–6.
- [3] A. Hansson, J. Nilsson, U. Uppman och U. Sterner, "Jamming effects on frequency-hopping ad hoc networks: Performance analysis," FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, Linköping, rapport FOI-R--4222--SE, jan. 2016.
- [4] A. Blair, T. Brown, K. M. Chugg, T. R. Halford och M. Johnson, "Bar-relay relay networks for cooperative transport in tactical MANETs," *Proc. Military Communications Conference (MILCOM)*, San Diego, nov. 2008, s. 1–7.
- [5] A. Komulainen, J. Grönkvist och J. Nilsson, "Comparing the capacity of cooperative broadcast to spatial reuse TDMA in ad hoc networks," *Proc. Int. Conf. Military Communications and Information Systems (ICMCIS)*, Bryssel, maj 2016, s. 1–7.
- [6] R. L. Peterson, R. E. Ziemer och D. E. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice Hall, 1995.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4:e uppl. McGraw Hill, Boston, 2000.
- [8] NATO, "Narrowband waveform for VHF/UHF radio—HEAD STANAG," Edition 1.0 Ratification Draft, STANAG 5630/AComP-5630, dec. 2016.
- [9] J. Omura och B. Levitt, "Coded error probability evaluation for antijam communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, nr. 5, s. 896–903, maj 1982.
- [10] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications*, 2:a uppl. Prentice Hall, 2001.
- [11] L. Ahlin och J. Zander, *Principles of Wireless Communications*, 2:a uppl. Studentlitteratur, 1998.

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