

Digital
Radiokommunikation

Instruktioner
og
Øvelser

Udg. Apr.1996

METALINDUSTRIENS EFTERUDDANNELSE

Indholdsfortegnelse

Digitale modulationsformer	1
Digital Modulation 1	3
Generelt om Modulation	3
Modulationstyper	3
Hvordan beskrives modulation?	4
AM modulation	6
Frekvens og Fasemodulation	7
Digital modulation 2	12
ASK (amplitude shift keying)	12
FSK (frequency shift keying)	12
FFSK (fast frequency shift keying)	14
PSK (phase shift keying)	14
CPFSK (continuous phase frequency shift keying)	15
MSK (Minimum shift keying)	16
GMSK (gaussisk minimum shift keying) ..	18
Båndbredde	19
Båndbredde effektivitet	20
Forbedret Digitalmodulation	21
QPSK (Quadrature phase shift keying) ..	22
OQPSK(offset quadrature phase shift keying)	23
p/4 DQPSK (differential quadrature phase shift keying)	24
QAM (quadrature amplitude modulation)	24
TFM (tamed frequency modulation)	25
Begrænsning af modulationsspektret	26
Filtrering:	26
Testsignal til digital modulation	28
Bitfejl	29
Spredt spektrum modulation	30
Effekt tæthed	31
Spredt spektrum	32
Fordele ved spredt spektrum	32
Spredningsteknikker	33
Direkte sekvens	34
Senderen	35
Modtageren	37
DECT Systemet	39
DECT funktionsprincip	41

Kryptering	42
Dynamisk kanalvalg	42
Ved opstart	43
Air interface	44
Timeslotstrukturen	45
Datarammerne	47
Databurst	48
Datastrukturen	49
Indholdet i P00 ramme	52
Indholdet i P32 rammen	52
Indholdet i P08j rammen	52
Indholdet i P80 rammen	53
Bearer typer	53
Simplex Bearer	53
Duplex Bearer	54
Double Simplex Bearer	54
A-blokken	55
DECT og OSI modellen	56

DECT HF målinger 62

Burststrukturen	62
Testtyper	63
CTR06 Målinger	64
Klargøring til test	65
Transmitter test	65
Timingmålinger	67
Effektmålinger	68
Spurious udstråling	70
Modtagertest	71
CTR06 receiver målinger	72
Intermodulation	74

TETRA 78

TETRA standarden 81

Tjenester i TETRA 83

TETRA air-interface 87

Access skema	88
Kanal afstand	89
Modulation	89
Talekodning	90
Kanalkodning og interleaving	91
Frekvenskorrektion og synkronisering ...	92

TETRA logiske kanaler 93

Trafikkanaler	93
Kontrolkanaler	93
FCCCH	94
FACCH	95
BCHd	95
SCCH	96

TETRA radio protokoller 97

Lag 1: Bit transmission	97
Lag 2: Data Link	97
Lag 3: Netværk	98

Andre TETRA aspekter 99

Fordele ved TETRA	100
Konklusion	100

ERMES 101

ERMES	101
ERMES Grundstruktur	102
Frekvensplan	102
Radiosnitfladen	103
ERMES Protokollerne	103
Synkronisering	104
Systeminformation	104
Adressekodningsblokke	104
Tekstblokke	104
Netstruktur	106
Paging Network Controller (PNC)	106
Basisstation	106
ERMES modtageren	106
Radiotrækningen	107
Serviceområde	107
Informations format	109
Synkpartition	109
System information partition	109
Netværks information	110
Tillægsinformation SSI	110
Adresse- og informationsblok	111
Multifrekvens net	113
Opkaldseksempler	114

ERMES HF-parametre 116

Radiofrekvenser	116
Modulation	116
Symbolmapning	117

Øjediagrammet hvad er det? 118

Øjediagrammet	118
Måling	119
Testsignal	120
PRBS signalet	120
Hvordan?	121
Hvor kan øjediagrammet anvendes?	121
Eksempel	122

Satellitkommunikation 123

Iridium	123
Satellitbaner	123
Systembeskrivelse	124
Styring af systemet	126
De vigtigste systemdata:	126
INMARSAT P21	127
Odyssey	128
Jordsegmentet	129
Brugersegmentet	129
LOOPUS D Mobile	130
Frekvensområdet	130

Digital Short Range Radio 131

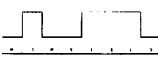
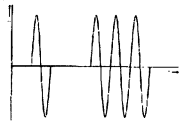
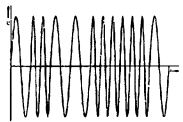
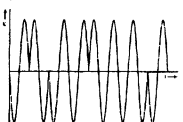
Oversigt	131
Stationstyper	131
Systembeskrivelse	131
Tekniske Data for DSRR udstyr	132
Udstyrets egenskaber	133
Kommunikationsmuligheder i DSRR ...	136
Signalerings protokoller	137

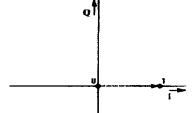
TFTS 138

Generelt	138
Celletyper	138
Netstrukturen	140


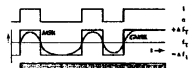
DCS1800 140

Digitale modulationsformer

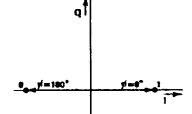
Grundformer	Metode	Beskrivelse	Karakteristiske diagrammer
ASK	Amplitude Shift Keying	Amplituden ændres afhængig af binær værdi	
FSK	Frequency Shift Keying	Bærebølgen frekvensmoduleres med binær værdi, $0 = f_1$, $1 = f_2$	 ASK
PSK	Phase Shift Keying	Bærebølgens fase ændres med binær værdi, $0 = \text{fase 1}$ $1 = \text{fase 2}$	 FSK
			 PSK
Benævnelser	Metode	Bemærkninger	Fordele
OOK	On-Off-keying	ASK med ind- og udkobling af bærebølge	Den simpleste digitale mod. form, anvendes ved lysledere
CPFSK	Kontinuer fase FSK	FSK med fasekontinuer overgang mellem frekvenserne	Fordele sammenlignet med FSK: Smalere spektrum
MSK	Minimum shift keying	CPFSK med mod. index $\eta = 0.5$	Constant Envelope med optimalt båndbredde / S/N forhold
GMSK	Gaussisk MSK	Gaussiske imp. benyttes istedet for firkantimp	På gr. af gaussimpulser bedre faseforløb og smalere spektrum. benyttes v. GSM
BPSK	Binær PSK	Skift mellem to modsatte faser	Den simpleste faseskiftmodulation
QPSK	Quadratur PSK 4 faseskift	PSK mod. med 4 fasetilstande, 2 bit overføres i een faseinformation	Meget udbredt modulationsform ved sat. kommunik.



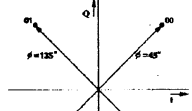
OOK



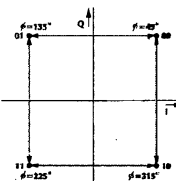
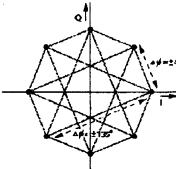
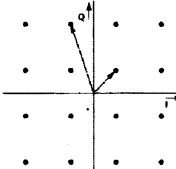
MSK/GMSK



BPSK



QPSK

Grundformer	Metode	Beskrivelse	Fordele	
OQPSK	Offset QPSK	PSK mod. med 4 fasetilstande, der skiftes kun 1 bit af gangen	Ringe amplitudeændring, men større båndbredde end ved QPSK	 <p>OQPSK</p>
$\frac{\pi}{4}$ DQPSK	Differentiel fase-skiftmodulation	Informationen ligger ikke mere i den absolutte fase, men i faseændringen i forhold til forrige symbol	Mere støjresistant end QPSK anvendes ved TETRA, TETS o. a.	 <p>DQPSK</p>
QAM	Quadratur amplitude modulation	En kombination af fase- og amplitude modulation	Findes som 16- 64- 256- ell. 1024 QAM	 <p>QAM</p>
TFM	Tamed frequency modulation	En modulationsform hvor 90° fasedrejning fordeles over 3 bit	Mindre båndbreddetræende end QPSK. Benyttes til militære formål	

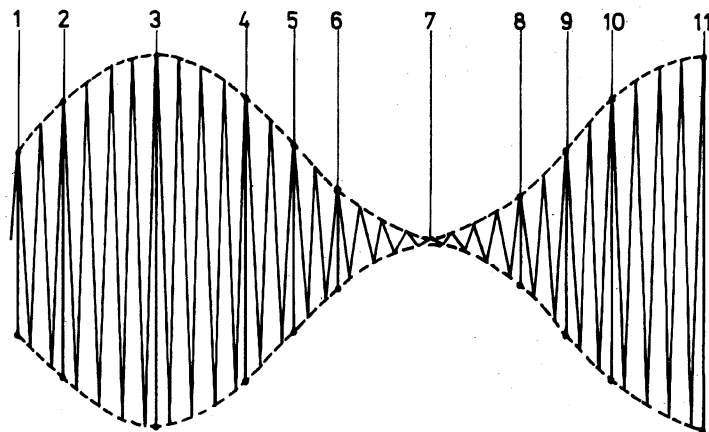
Digital Modulation 1

Generelt om Modulation

Ved modulation forstås almindeligvis en ændring af et kontinuert signal ved hjælp af et modulationssignal (normalt tale eller musik).

Modulationstyper

Den ældste modulationsform er amplitudemodulation eller AM, men der er i tidens løb udviklet mange andre modulationsformer, der enten giver en bedre kvalitet (frekvensmodulation, FM), eller udnytter frekvensspektret bedre (Enkelt sidebånd, SSB).



AM moduleret bæreboølge

Det nyeste skud på denne stamme er den digitale modulation, og man kan så undre sig over at det er nødvendigt at indføre endnu en modulationsform, når vi har velfungerende AM, SSB og FM.

Der er imidlertid en lang række fordele ved at benytte digital modulation, fx muligheden for at kode signalerne så de bliver uforståelige for uvedkommende, samt muligheden for at indføre bitfejlkorrektion.

Dels giver det mulighed for at indføre fejldetektering og fejlkorrektion. Dette er ikke muligt i et analogt system, da det ved en fejl i signalet ikke er muligt at afgøre hvilken størrelse det oprindelige signal havde.

Ved en fejl i et digitalt signal, vil det være let at korrigere en fejl, eftersom der kun findes de to værdier "0" og "1". Ved digital modulation benyttes ofte multiplex, for derved at kunne overføre flere samtaler på samme radiokanal. Derudover er det muligt ved hjælp af forskellige reduktionsmetoder at begrænse antallet af bit der skal overføres, og derved få en bedre udnyttelse af frekvensspektret.

Hvordan beskrives modulation?

For at forklare modulation, må vi først se på hvorledes et umoduleret signal kan beskrives:

$$U_b(t) = U_c \cos(\omega_c(t)t + \theta_c(t))$$

hvor $U_c(t)$ er signalets amplitude
og $\omega_c(t)$ er vinkelfrekvensen
og $\theta_c(t)$ er faseændringen

Ved hjælp af disse 3 størrelser kan et signal beskrives, det betyder så igen at ved at ændre en eller flere af disse 3 parametre ved hjælp af et modulationssignal, er det muligt at opnå en af disse 3 modulationsarter:

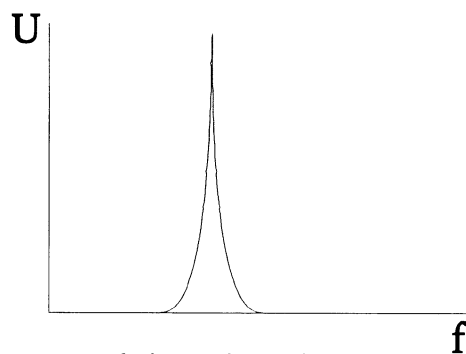
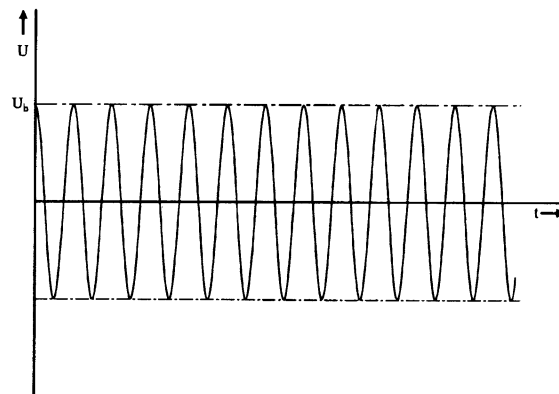
- Amplitudemodulation AM
- Frekvensmodulation FM
- Fasemodulation PM

Disse tre modulationstyper danner grundlaget for alle analoge og digitale modulationsformer.

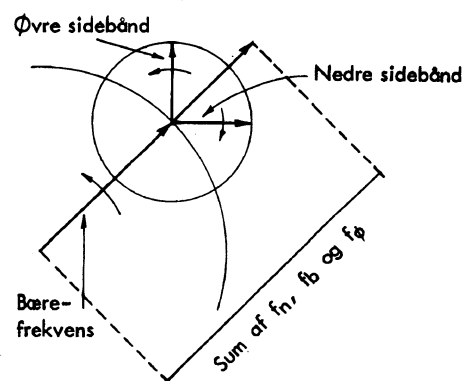
For at vise disse signaler på en overskuelig og forståelig måde er der tre måder der alle vil blive benyttet i det følgende nemlig:

- Spænding som funktion af tid.
- Spænding som funktion af frekvens.
- Som vektordiagram.

Se eksemplerne herunder.



umoduleret bærebølge
set på spektrumanalysator

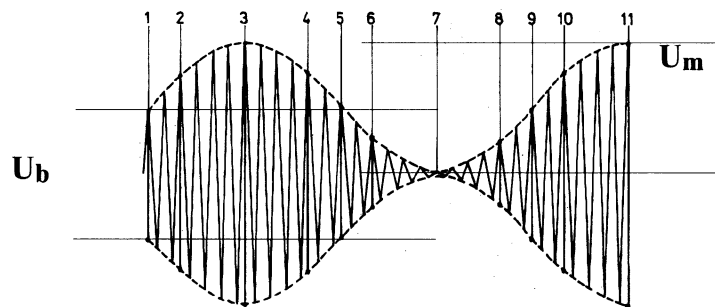
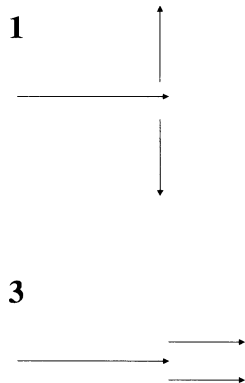


AM modulation

Hvis en bærebølges amplitude ændres ved hjælp af et modulationssignal, således at frekvens og fase er uændret har vi amplitudemodulation.

Betragtes et AM signal som funktion af tid, fx på et oscilloskop vil der fremkomme dette billede.

Vektordiagram ses til venstre.

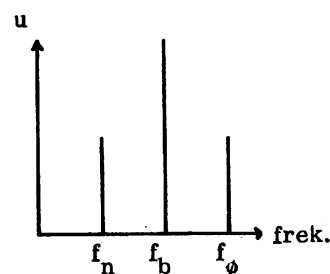


Styrken af modulationen udtrykkes som modulationsgrad.

$$m = \frac{U_m}{U_b}$$

Modulationsgraden kan udtrykkes i procent, i eksemplet drejer det sig om en bærebølge på 10 volt og en modulationsspænding på 10 volt, hvilket giver en modulationsgrad på 1, eller udtrykt i procent $1 \cdot 100 = 100\%$

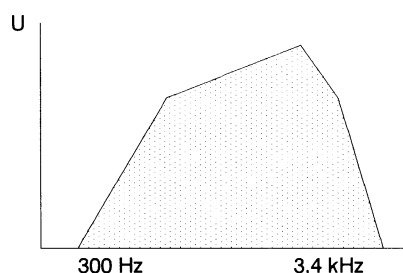
Hvis det samme signal betragtes som funktion af frekvens fx på en spektrumanalysator, fås dette billede.



Som det ses vil der udover bærebølgen nu være fremkommet 2 nye signaler, der befinder sig på hver side af bærebølgen med en afstand der svarer til modulationsfrekvensen, og en amplitude der er afhængig af modulationsgraden således:

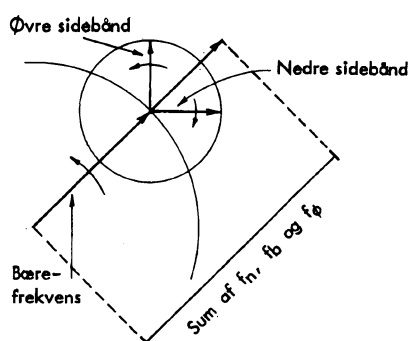
$$m = \frac{2 U_{sb}}{U_b}$$

Modulationssignalet er normalt et sædvanligt talespektrum fra 300 Hz til 3,4 kHz



Dette vil resultere i et stort antal sidefrekvenser, fordelt symmetrisk omkring bærebølgen.

Hvis det samme signal vises ved hjælp af vektorer, vil det se således ud:



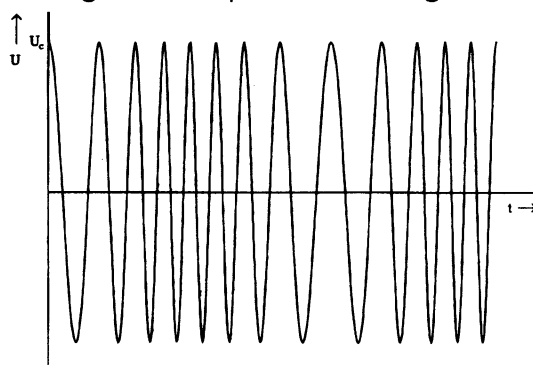
Frekvens og Fasemodulation

Disse to modulationsformer behandles under et, da de har mange lighedspunkter.

Hvis en bærebølges frekvens ændres ved hjælp af et modulationssignal benævnes dette for frekvensmodulation eller FM.

Hvis bærebølges fase ændres ved hjælp af et modulationssignal, benævnes dette fasemodulation eller PM.

Som det ses af figuren, vil modulationssignalet kun påvirke frekvensen og ikke amplituden af signalet.

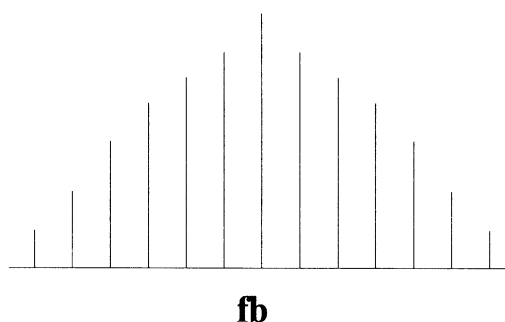


Frekvensændringen er proportional med størrelsen af modulationssignalet og benævnes frekvenssvinget eller Δf . Svarende til modulationsgrad ved AM, benyttes begrebet modulationsindeks ved FM.

Modulationsindekset findes således:

$$\eta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

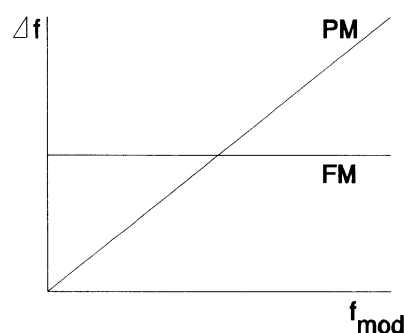
Afhængig af modulationsindekset vil der dannes et antal sidefrekvenser, men til forskel fra AM hvor der kun blev dannet to frekvenser ved modulation med en enkelt frekvens, vil der ved FM dannes et stort antal sidefrekvenser.



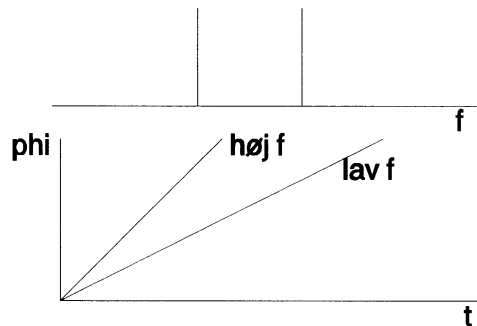
FM / PM

Hvorledes forholder det sig med forskellen mellem FM og PM?

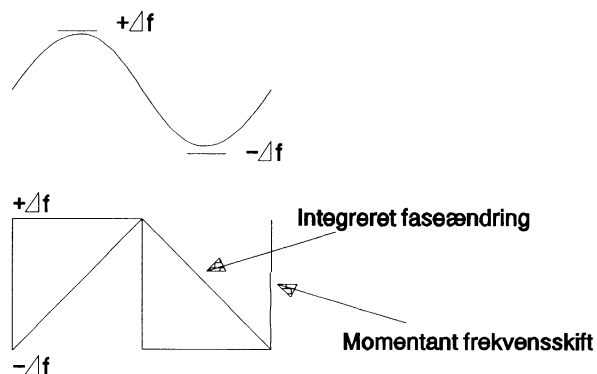
Vi plejer at sige, at det nærmest kun er et definitions-spørgsmål, og ser vi på modulationskarakteristikken vil frekvenssvinget ved FM være konstant over hele modulationsspektret, mens der ved PM vil være en forøgelse af svinget ved stigende frekvens (6 dB/okt).



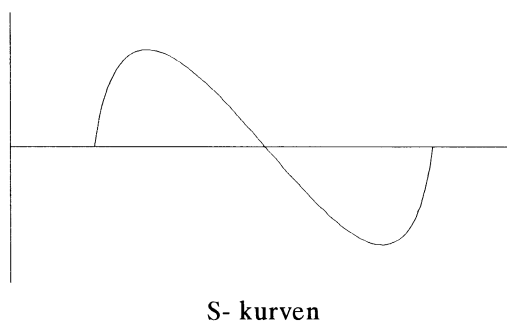
Betrakter man fasen på en given bærebølge, vil vi se at når frekvensen er konstant, vil fasehastigheden også være konstant (vektoren drejer et bestemt antal omgange pr sek.).



Ved FM modulation med et binært signal, vil skift mellem 0 og 1 medføre et øjeblikkeligt frekvensskift, og fasehastigheden vil ændres, men dette vil først ses tydeligt efter et stykke tid, nemlig når fasen afviger kendeligt fra sit oprindelige forløb.



Hvis vi nu begynder at tænke på evt. problemer ved demodulationen, ses det at en FM demodulator vil være relativ følsom overfor støjpåvirkninger, da et støjsignal på en tilfældig frekvens vil kunne resultere i et kraftigt fejlsignal.



Ved PM hvor modulationsinformationen først bliver kendelig efter et stykke tid skal der ske en integration ved demodulationen, og et kortvarigt støjsignal vil derfor ikke give væsentlig påvirkning.

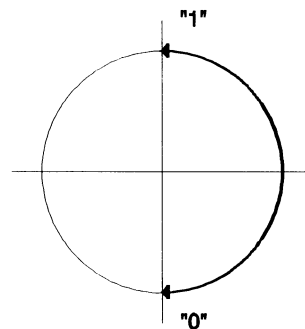
Modulationsindeks

Modulationsindekset er som bekendt et udtryk for hvor kraftigt en sender er moduleret.

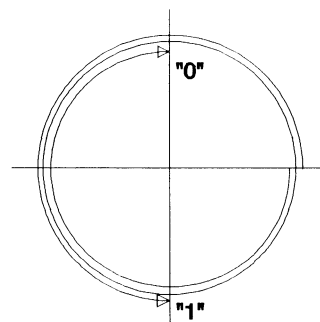
$$\eta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Modulationsindekset afspejler sig også i den båndbredde en sender lægger beslag på, her vil man naturligvis tilstræbe en lille båndbredde, samtidig med at der ønskes en stor sikkerhed for overførslen af nyttesignalet (signal/støjforholdet).

Ser vi nu på vektordiagrammerne herunder, viser det sig ikke uventet at et stort modulationsindeks også giver anledning til en stor faseafvigelse.

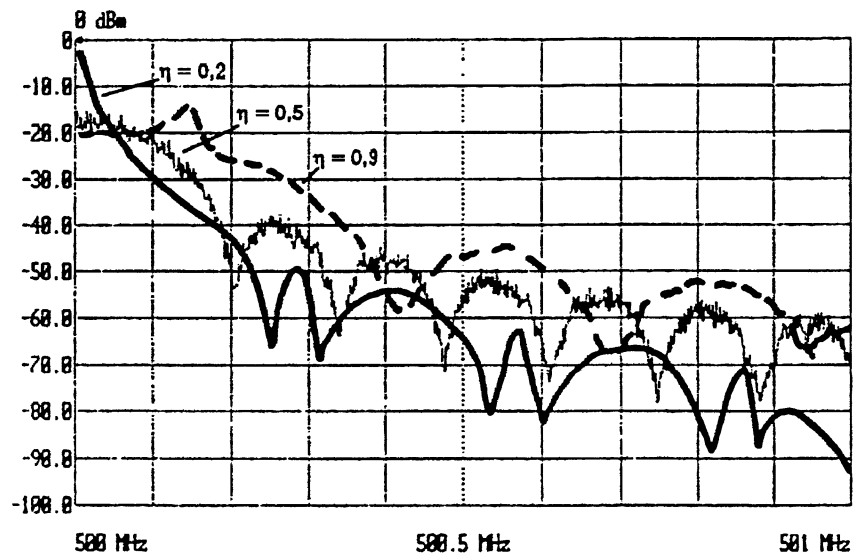


Fasedrejning ved mod. indeks = 0.5



Fasedrejning ved mod. indeks = 1.5

Af figuren herunder ses at et større modulationsindeks også giver et større frekvenssving. Den optimale værdi for modulationsindekset vil vi komme nærmere ind på i det efterfølgende kapitel.



Båndbredde ved forskellige modulationsindeks

Digital modulation 2

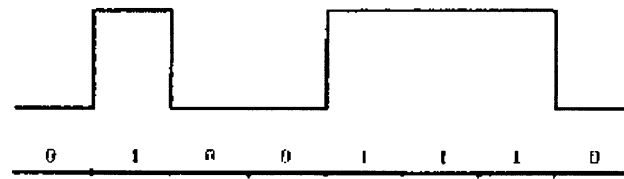
Mens vi har de generelle modulationsbegreber fra det foregående i tankerne vil vi nu se på de forskellige modulationstyper, der kan benyttes.

ASK (amplitude shift keying)

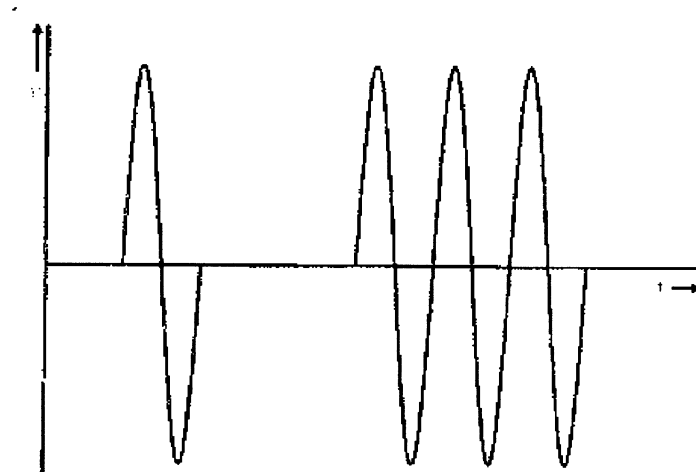
Modulationsformen bygger på en ændring i amplituden af bærebølgen, ofte fra 0 til 100%, og har derfor meget tilfælles med AM modulation, bl a. støjfølsomheden, og anvendes derfor ikke særlig meget i forbindelse med radiokommunikation. Flere tidsstandardsendere benytter modulationsformen, men med en begrænset reduktion af bærebølgen fx benytter DCF77 100% og 25%, den digitale information ligger her varigheden af reduktionen. Desuden benyttes ASK ved lysledertransmission, hvor lys / ikke lys indikerer de to binære værdier.

FSK (frequency shift keying)

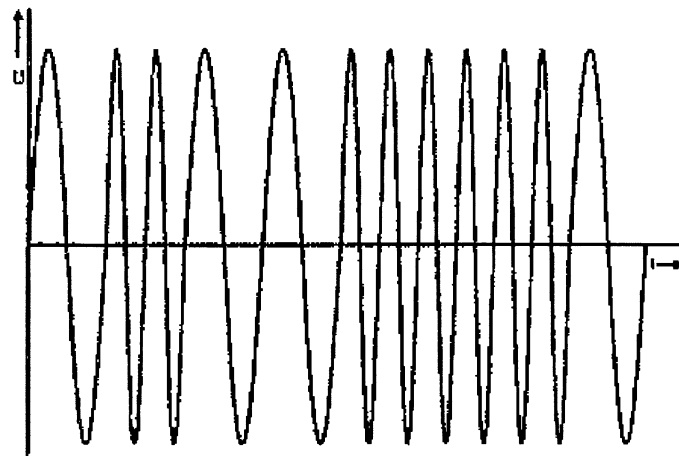
FSK er en modulationsform hvor der benyttes to forskellige lavfrekvenser til at indikere hhv. 0 og 1. For at give en sikker transmission, kræves det at der forekommer et antal svingninger af hver frekvens for at demodulatoren kan afgøre hvilken binær værdi, der er moduleret med. Derfor bliver signaleringshastigheden lav i forhold til båndbreddekravet, og modulationsformen benyttes derfor kun ved langsomme modemforbindelser, samt ved radiokommunikation, hvor der ikke kræves store overførselshastigheder.



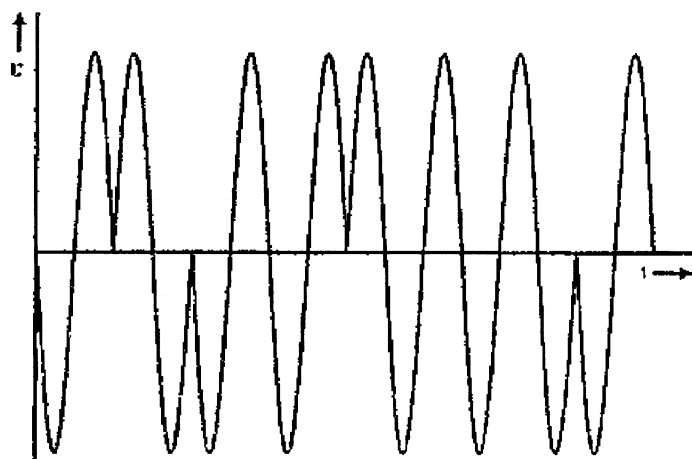
Modulations
signal



ASK
modulation



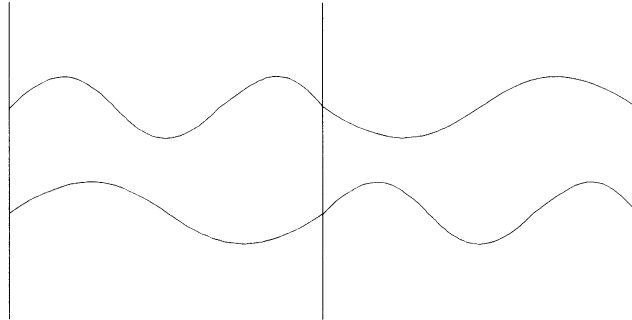
FSK
modulation



PSK
modulation

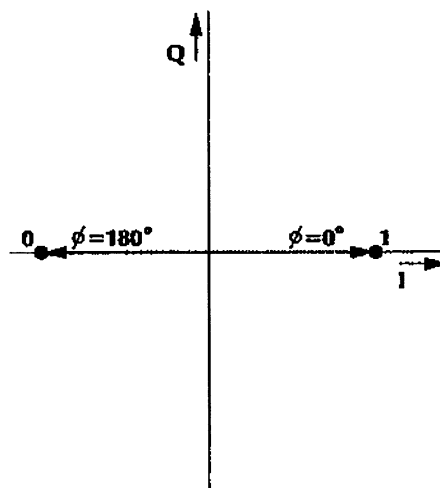
FFSK (fast frequency shift keying)

Ved NMT systemet anvendes en modulationsform der kaldes for FFSK, her benyttes også to frekvenser, men hvor den ene frekvens er 50% højere end den anden, frekvensskift sker altid i 0 gennemgang, og båndbreddekravet er lille samtidig med en enkel demodulation.



PSK (phase shift keying)

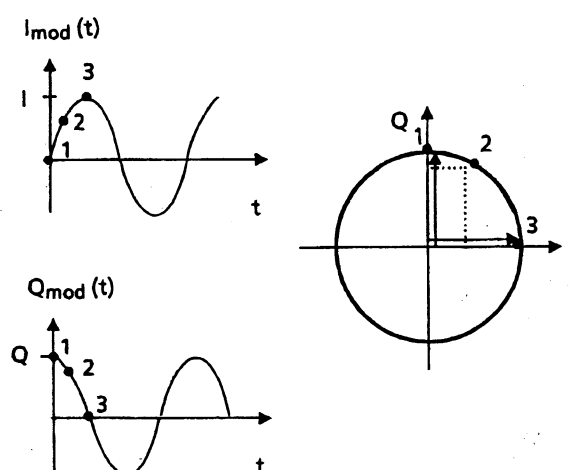
Som navnet antyder, ligger informationen i et 180° skift i fasen på bærebølgen, modulationsformen er let at realisere, fx med en balanceret blander, har blot flere ulemper. På grund af det voldsomme fasespring, vil der ved bitovergangen dannes mange overtoner, med et deraf følgende bredt modulationsspektrum. En anden ulempe er at det på modtagersiden kan være svært at afgøre om den øjeblikkelige fase svarer til 0 eller 1 da informationen ligger i den absolutte fase. Endelig har man ved PSK den ulempe at ved skift mellem 0 og 1 vil bærebølgen kortvarigt forsvinde, se fig.



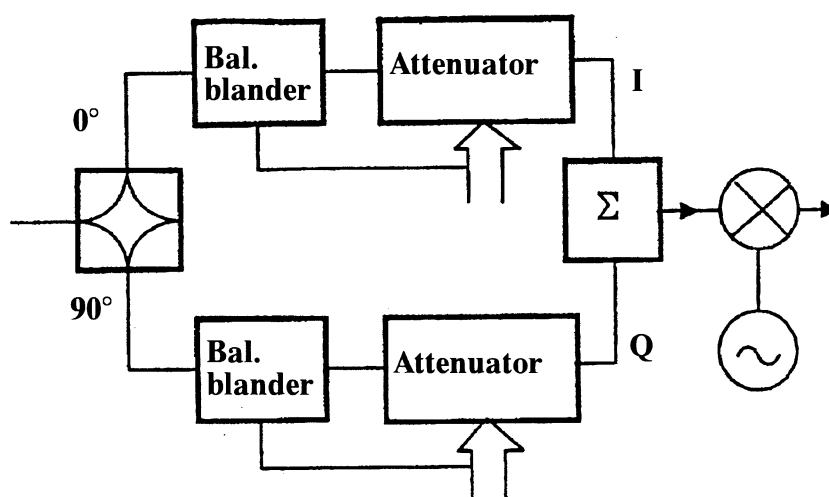
CPFSK (continuous phase frequency shift keying)

Denne modulationsform benytter FSK, men med en fase-kontinuer overgang mellem de to frekvenser, herved opnås et ringe båndbreddekrav i forhold til den overførte bitmængde.

Ulempe: mere kompliceret modulator og demodulator.



CPFSK modulation

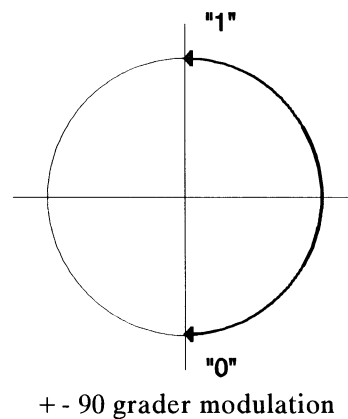


IQ modulator

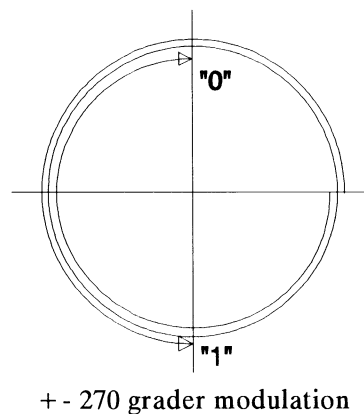
MSK (Minimum shift keying)

MSK er et begreb der bruges om en CPFSK modulation hvor man har optimeret modulationsindekset.

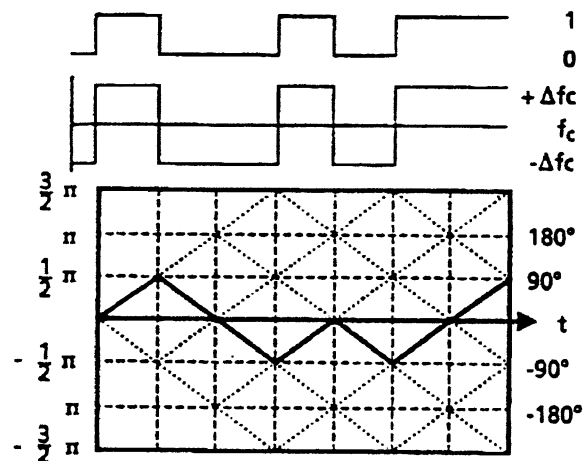
Ved demodulationen skal demodulatoren være i stand til at skelne de to binære værdier 0 og 1 fra hinanden, og umiddelbart skulle man forvente at jo større faseafvigelsen er, desto bedre kan demodulatoren skelne mellem disse. Imidlertid er det således at ved en faseafvigelse på 360° er vi tilbage ved udgangspunktet, en afvigelse på $\pm 90^\circ$ vil derfor så være det der giver den største geometriske afstand mellem de to punkter.



Hvis man vælger fx $\pm 270^\circ$ vil der opnås en tilsvarende afstand, men med et væsentligt større krav til båndbredden, uden at det giver større demodulationssikkerhed.



Derfor vil den modulationsgrad der giver præcis $\pm 90^\circ$ faseændring være den optimale både hvad angår demodulationssikkerhed og båndbreddekrav, og dette benævnes minimum shift keying (MSK).

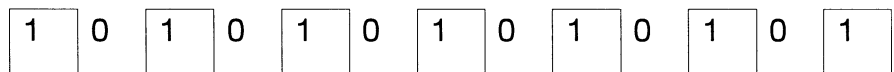


Fasetræ ved MSK

Hvorledes opnås så denne MSK; her skal vi se på formelen for modulationsgrad:

$$\eta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Hvis vi ser på modulationssignalet, vil det signal der har det højeste frekvensindhold være et bitmønster bestående af 01010101....



Betragtet som analogsignal, vil det svare til en frekvens på $0.5 \cdot \text{bitfrekvensen}$.

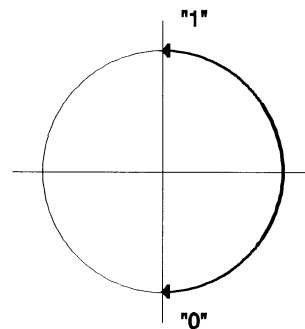
Hvis vi forestiller os en modulationsfrekvens på 1 Hz og et modulationsindeks på 1, vil det medføre et frekvenssving på ± 1 Hz.

Ser vi på faseændringen er det mere komplekst, hvis modulationssignalet er sinusformet.

Hvis vi imidlertid benytter et firkantsignal, har vi tidligere set, at dette vil give et momentant frekvensskift, og en gradvis faseændring i løbet af bittiden, i løbet af 1 sekund vil fassen vinde eller tabe en hel periode eller 360° .

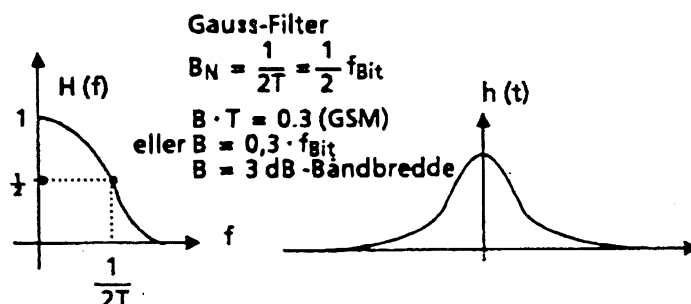
Bittiden udgør en halv periode af modulationsfrekvensen, og i løbet af denne tid vil fassen vinde eller tabe en halv omgang eller $\pm 180^\circ$.

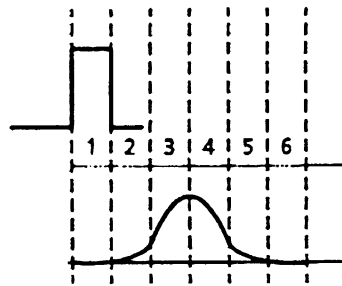
Med andre ord vil et modulationsindeks på 1 betyde en faseændring på $\pm 180^\circ$. Af det foregående fandt vi, at det optimale faseskift er $\pm 90^\circ$, hvorfor modulationsindekset skal være 0.5, som giver vores minimum shift keying.



GMSK (gaussisk minimum shift keying)

Denne modulationsform benytter MSK modulation, men ved at båndbegrænse modulationssignalet, opnås et betydeligt mindre modulationsspektrum, men samtidig en mindre sikker demodulation. Af mange forskellige filtertyper har man valgt et såkaldt gauss filter, heraf navnet.



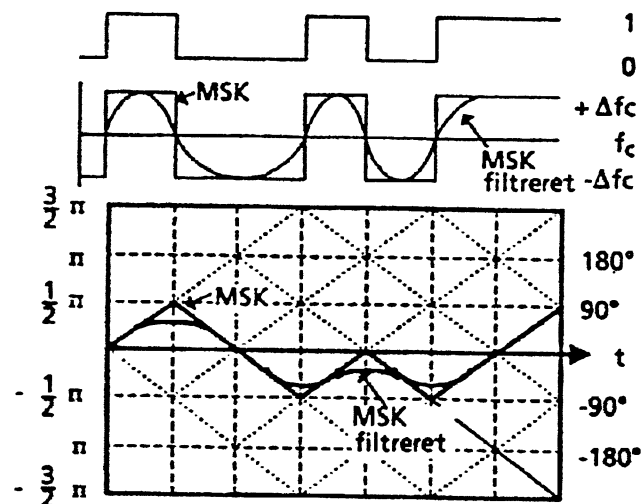


Forsinkelse på grund af filtrering

Ved at indføre filtrering får man samtidig en forsinkelse af modulationssignalet, og en interferens mellem de enkelte bit (symboler). Dette kaldes intersymbolinterferens.

Dette giver problemer ved demoduleringen, hvor man må se på sandsynligheden for at de modtagne bit nu også kan være

korrekte. Dette benævnes soft decision, og udføres på softwareniveau ved hjælp af en viterby algoritme, ud fra betragtningen "dette ligner allermost ..."



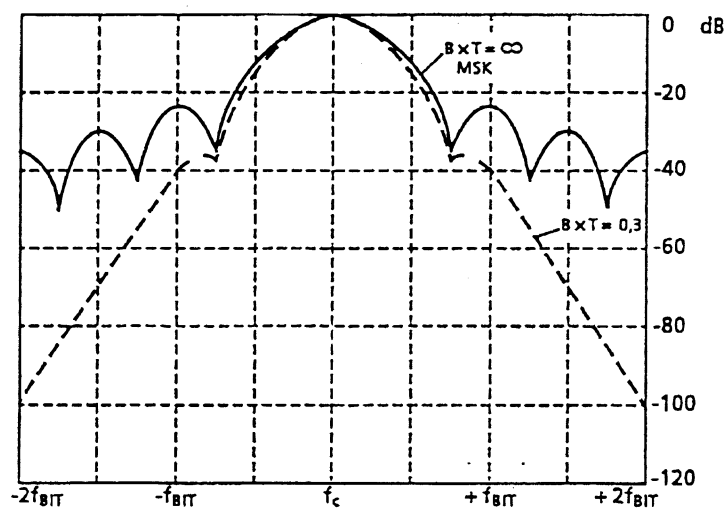
Båndbredde

Hvor stor båndbredde kræves af transmissionssystemet for at det udsendte bitmønster kan rekonstrueres med en rimelig stor sikkerhed i modtageren?

Vi har tidligere set at den højeste frekvens der kan opstå i en vilkårlig binærkode er bitsekvensen 01010101.....

Hvis man i modtageren tillader at det modtagne signal er sinusformet, vil den højeste frekvens der skal overføres svare til en periodetid på 2 bit.

I GSM systemet benyttes en bitrate på 270.833 kbit/sek., hvilket således kræver en systembåndbredde på det halve, nemlig 135,4165 kHz dette kaldes iøvrigt for Nyquist-båndbredden.



Båndbredde effektivitet

Som vi har set vil det være nødvendigt med en vis båndbredde for at få det ønskede bitmønster overført.

Ved en bitrate på 270.833 k bit/sek. har vi set at den højeste frekvens bliver 135.4165 kHz. Med et modulationsindeks på 0.5 vil det medføre en Δf på ± 67.7 kHz, men da modulationsspektret ligger symmetrisk omkring bærebølgen, vil den nødvendige båndbredde være 135 kHz.

For at anskueliggøre udnyttelsen af frekvensspektret benyttes et begreb *båndbreddeeffektivitet*.

Dette fortæller hvor mange bit pr. sek. pr. Hz båndbredde der kan overføres.

Ved den her viste digitale modulation er den teoretiske båndbreddeeffektivitet = 1 bit/sek/Hz.

Forbedret Digitalmodulation

Vi har nu set på forskellige modulationsmetoder der alle let lader sig realisere, men fælles for dem alle gælder at båndbreddens effektivitet er 1bit/sek./Hz.

Hvis der skal opnås nogle praktiske fordele ved at benytte sig af digital modulation, skal et par problemer løses først.

1. Båndbreddeeffektiviteten gøres bedre.
2. Sidebåndsspektret skal gøres mindre for at undgå forstyrrelser i nabokanalerne.

Forbedring af båndbreddeeffektivitet

Som vi så i det foregående benyttes ved BPSK to fasetilstande svarende til h.h.v "0" og "1".

Vi har også set at det højeste frekvensindhold og dermed det hyppigste faseskift forekommer ved bitmønstrer 01010101 som giver frekvensen $f = \text{bit}/2$. Det er ligeledes sådan at bitmønsteret 0011001100 kun medfører $f_{\text{bit}}/4$. Dette skyldes at den binære værdi er konstant i to bittider.

Ud fra dette må kunne drages den konklusion at et bitmønster, hvor der ikke sker ændringer i to bittider må være mere effektivt. Der er derfor udviklet en metode hvor der benyttes 2 bit for hver fasetilstand.

Når der benyttes 2 bit kræves der 4 fasetilstande. Når bitene samles i grupper på 2 bit kaldes disse for symboler

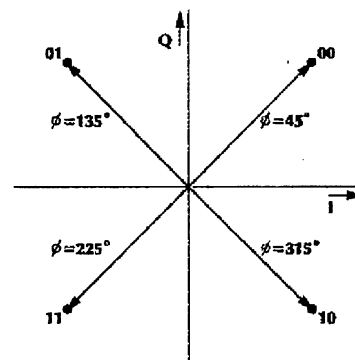
Symbol	Fase	I- signal	Q - signal
00	45°	+ 1	+ 1
01	135°	-1	+ 1
11	225°	-1	-1
10	315°	+ 1	-1

og der gives følgende sammenhæng mellem symboler og fasevinkel.

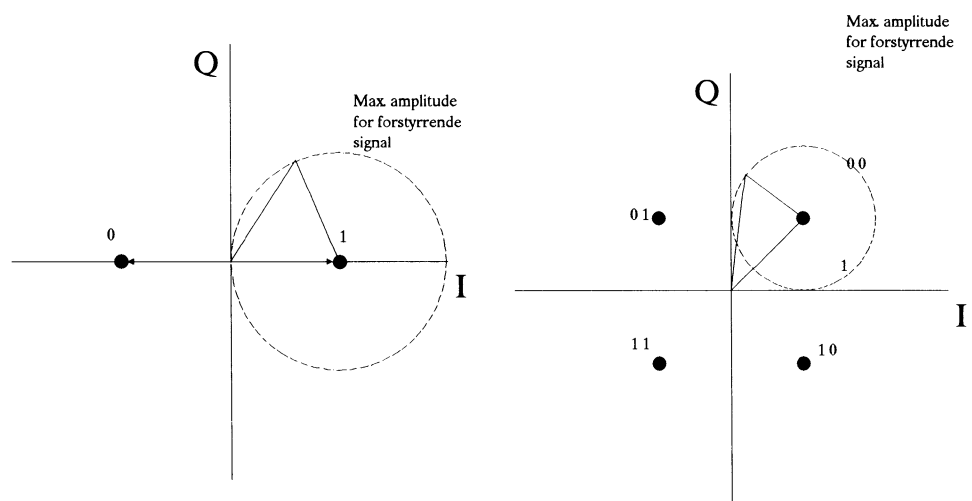
QPSK (Quadrature phase shift keying)

Denne metode kaldes for QPSK.

Der ses nu en ejendommelighed, nemlig at den højeste symbolfrekvens opnås ved mønsteret 00110011...., men frekvensen vil kun være $f_{\text{bit}}/4$. Tidligere har vi set at bit-mønsteret 010101... gav den højeste frekvens, men ved QPSK modulation vil dette medføre den laveste frekvens, nemlig en konstant fase.



Med QPSK opnås da en båndbreddeeffektivitet på 2bit/sek./Hz, hvilket er det dobbelte af PSK modulation. Nu får man som bekendt ikke noget foræret uden at det koster noget, i dette tilfælde er det sikkerhed mod forstyrrelsen. Som det ses af figurerne herunder skal der væsentlig mindre til at give bitfejl.



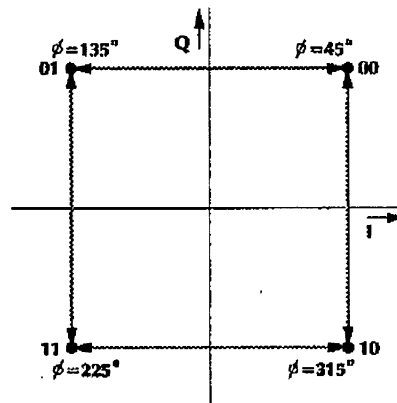
QPSK benyttes ofte ved satellitforbindelser.

En ulempe ved denne modulationsform er, at der kræves et kendskab til bærebølgens absolutte fase, hvilket selv sagt er svært hvis det skal benyttes ved mobilkommunikation, hvor det modtagne signal som oftest består af refleksioner.

En yderligere ulempe er det, at ved visse symbolskift vil bærebølgen gå igennem 0, hvilket svarer til at senderen stopper kortvarigt, for derefter at starte op indenfor et meget kort tidsinterval, hvilket giver et bredt spektrum.

QPSK(offset quadrature phase shift keying)

For at undgå dette problem findes der den såkaldte OQPSK (offset quadrature phase shift keying) modulation. Her skifter I og Q akserne ikke samtidig, men effektiviteten ved denne form er den samme som ved PSK.

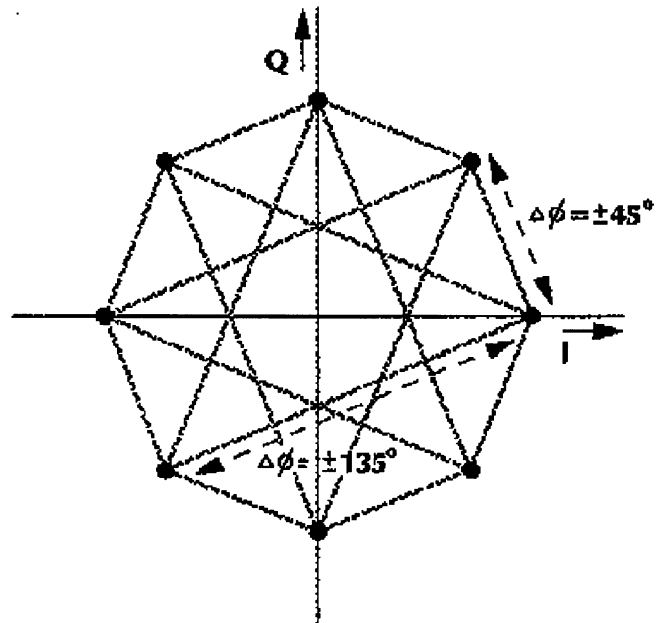


$\pi/4$ DQPSK (differential quadrature phase shift keying)

Ved denne modulationsform ligger informationen ikke længere i den absolutte fase, men i afvigelsen i forhold til det forrige symbol.

Dette minder om GMSK modulationen, men her overføres der 2 bit ad gangen, og modulationsformen er derfor mere effektiv, og på grund af den differentielle faseændring opnås der en større støjresistans end ved QPSK. Modulationsformen er forholdsvis ny, og benyttes ved TETRA, TETS o.a.

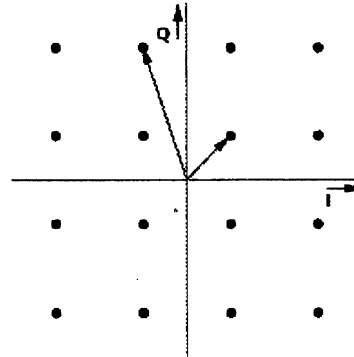
Sammen med en effektiv talekodning vil det være muligt at etablere taleforbindelser med 4800 bit/s, og i fremtiden helt ned til 2400 bit/s.



QAM (quadrature amplitude modulation)

Denne modulationsform er en kombination af fase og amplitude, man kan sige at det er en videre udbygning af QPSK modulationen, hvor man indfører flere spændingsniveauer på hhv. I og Q akserne, hvorved opnås flere "punkter", der hver repræsenterer et symbol. Ved 16 QAM findes der således 16 forskellige bitkombinationer, eller hver position repræsenterer 4 bit, dvs. at en enkelt fase- og amplitudeinformation svarer til 4 bit. Det betyder samtidig at kravene til fase og amplitude bliver skrapere. For at gøre transmissionen mere effektiv, kan 16

QAM udbygges til 64 QAM, 256 QAM og 1024 QAM, men dette stiller naturligvis meget store krav til fase og amplitude. Modulationen benyttes ved radiokædestrækninger.



TFM (tamed frequency modulation)

Som vi tidligere har set, skyldes det brede frekvensspektrum ved digitalmodulationen de abrupte fasespring, men ved at lavpasfiltrere er det muligt at begrænse båndbredden. Ved TFM fordeles en 90° ændring over 3 bittider, det foregående, og det efterfølgende bit vægtes med $1/4$ og det aktuelle bit vægtes med $1/2$. Det betyder, at kun når 3 på hinanden følgende bit har samme værdi, vil faseren ændre sig 90° . Logisk 1 benytter en positiv faseændring, og logisk 0 benytter en negativ faseændring.

Det betyder, at bitmønsteret 110 $(1/4 + 1/2 - 1/4) * 90^\circ = 45^\circ$. I tabellen ses de forskellige bitkombinationer med de tilhørende faseskift.

Bitkombination	Faseændring
000	-90°
111	90°
001	-45°
100	-45°
011	45°
110	45°
010	0°
101	0°

TFM er en fasekontinuer modulation som MSK, men forskellen ligger i, at der ikke kun findes 2 frekvenser, men 5 forskellige: $f_c, f_c \pm f_{bit}/8, f_c \pm f_{bit}/4$.

En videreudbygning af TFM sker ved at foretage filtrering i basisbåndet, som vi også har set ved MSK/GMSK, her benævnes det GTFM (generalised tamed frequency modulation. Modulationsfor-

men TFM / GTFM benyttes idag til militære formål.

Begrænsning af modulationsspektret

Som vi har set i det foregående, vil der ved en hvilken som helst modulationsform opstå sidefrekvenser, der teoretisk opstår uendelig langt væk fra bærebølgen, imidlertid aftager energien i sidefrekvenserne hurtigt med stigende afstand fra bærebølgen. Vi vil i dette kapitel se hvorledes båndbredden på modulationsspektret kan mindskes uden at det får væsentlig indflydelse på signalkvaliteten.

Problemet med det store frekvensspektrum opstår når der moduleres med et firkantsignal, idet de meget hurtige faseskift vil have et stort indhold af harmoniske som vil være bestemmende for båndbredden.

Hvis der benyttes et stort modulationsindeks, vil kravet til båndbredde øges, hvorfor det så er nærliggende blot at reducere indekset.

$$\Delta f = f_{mod} \cdot \eta$$

Hvor Δf er frekvenssvinget, f_{mod} er modulationsfrekvensen og η er modulationsindekset

Men et lavere indeks betyder samtidig en større bitfejlrate, og det har vist sig, at en værdi på 0,5 er optimal. Man benytter i denne forbindelse udtrykket minimum shift keying, MSK.

Det viser sig i praksis at disse harmoniske ikke er nødvendige for at overføre informationer og ved passende filtrering er det muligt at "afrunde bittene" og dermed opnå en blødere modulation med langt mindre krav til båndbredden.

Filtrering:

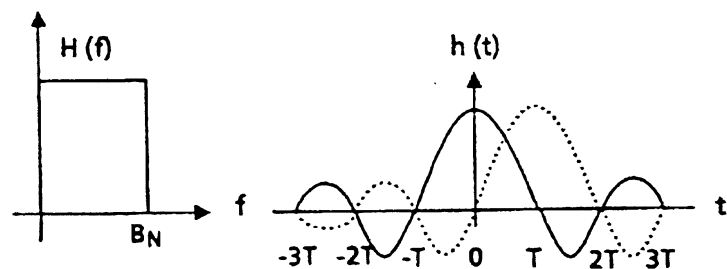
Problemet er så blot hvor filtreringen skal indsættes, på LF- siden af modulatoren eller på HF- siden.

I de modtagere der benyttes i dag, sker der en konvertering af det modulerede signal op til den endelige frekvens, og der kan derfor indskydes filtre enten på MF-siden eller den aktuelle kanal, dette sidste vil dog være urealistisk eftersom der benyttes et stort antal radiokanaler.

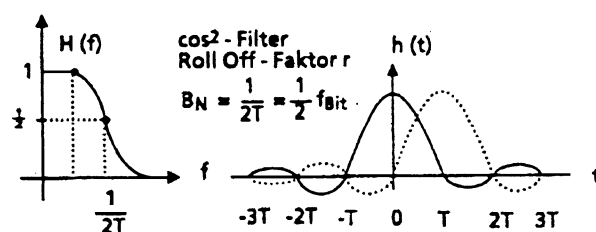
Filtrering på MF basis er en mulighed, der samtidig giver mulighed for at IM produkter kan dæmpes.

Det viser sig imidlertid at filtrering før modulatoren i det såkaldte basisbånd er at foretrække, da det dels er lettere at fremstille filtre i LF området, og dels vil undertrykkelsen af harmoniske produkter også her mindske faren for intermodulationsprodukter.

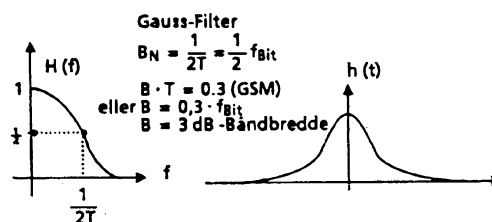
Ofte deles filtreringen således, at en del placeres på sendersiden, mens resten placeres på modtagersiden.



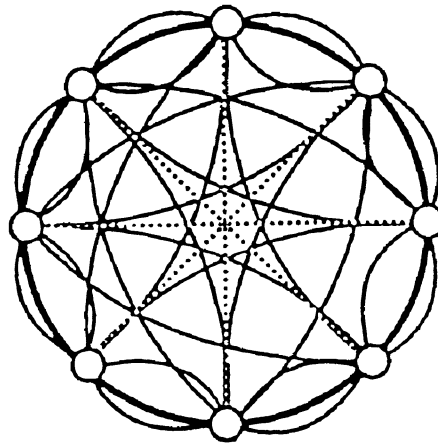
Filtrering med ideelt filter



Filtrering med cos² filter



Filtrering med gauss filter

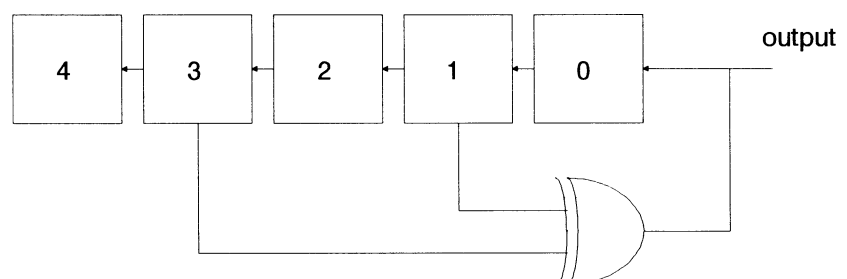
Vektordiagram for $\pi/4$ DQPSK m. gauss filter

Testsignal til digital modulation

Ved test af digital modulation, er det nødvendigt at benytte et testsignal som vi også kender det fra analogmodulation, og signalet skal så vidt muligt indeholde alle forekommende frekvenser. Ved digitale signaler vil det betyde alle mulige bitkombinationer

PRBS koden

En tilsyneladende tilfældig kode der indeholder alle kombinationer af bit fra den laveste til den højeste frekvens kan genereres ved et kredsløb bestående af et skifterediger og en XOR gate, kredsløbet vil generere en 7 bits kode, der består af0100111...., nærmere betragtet vil der findes alle kombinationer, der er mulige med 3 bit.



Hvis man betragter frekvensspektret fra denne PRBS kode, der tænkes overført med en bithastighed på 1 Mbit/sek, vil det vise sig at der findes 7 spektrallinier

hver med en afstand på 144,4 kHz.

Hvis der benyttes et længere skifteregister, vil der kunne opnås en længere PRBS kode, og med samme bithastighed vil frekvensspektret indeholde et tilsvarende større antal spektrallinier. Ved at benytte et meget langt skifteregister vil energifordelingen blive jævn over hele spektret.

Bitfejl

Ved overførsel af en bitsekvens, vil der kunne ske fejl i form af manglende eller fejlbehæftede bit. Man taler her om en bitfejlrate BER (bit error rate). Hvis der fx overføres 10000 bit, og der konstateres en fejl på 1 bit tales der om en BER på 10^{-4} .

Bitfejlraten benyttes ved angivelse af modtagerfølsomhed, på samme måde som SINAD ved analogsystemer. Ofte akcepteres der kun små bitfejlratel, fx ved radiokædestrækninger hvor bitraten er 140 Mbit/s må der forekomme 1 bitfejl pr time, dog max 2 i døgnet.

Spredt spektrum modulation

Ved design af kommunikationssystemer har det altid været et krav at systemet skal udnytte frekvensbåndet bedst muligt, og smallere båndbredde tillader derved flere kanaler at blive pakket sammen i et givet frekvensbånd.

Derfor kræver det en god undskyldning at benytte en modulationsform der på det groveste mishandler en god gammel skik.

Vores gamle læremester Claude Shannon fremkom allerede i 1949 med en teori omkring kommunikationssystemer, hvor han viser at:

$$C = W \log_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right] \text{ bit}^{-1}$$

Hvor C = data raten pr. s;

W = båndbredden (Hz);

S = middel signal effekten (W) og

N = middel gaussisk støj effekt (W).

Som det fremgår af udtrykket er de eneste muligheder man har for at øge kapaciteten i en transmissionskanal enten at øge båndbredden eller signal/støjforholdet. Hvis signal/støjforholdet skal øges kan dette ske ved at hæve sendeeffekten, da støjen i kanalen i praksis ligger uden for vores kontrol.

Nu er en forøgelse af effekten urealistisk på grund af det logaritmiske forhold mellem effekt og signal/støjforholdet. En forøgelse af båndbredden er derfor den eneste reelle mulighed vi har for at øge kapaciteten.

I et spredt spektrum system er signal/støj forholdet typisk meget lavt, meget mindre end 0,1

Hvis vi tænker os et eksempel, hvor dataraten er 64 kBit/s, hvilket er tilstrækkelig for en digital taleoverførsel, og et signal/støjforhold på 0.001 (-30 dB)!!

$$W = \frac{CN}{1.44 S}$$

$$\text{derfor } W = \frac{64 \times 10^3 \times 1000}{1.44} = 44 \text{ MHz}$$

For en datarate på 64 kBit/s og et signal/støjforhold på -30 dB kræves derfor en båndbredde på 44 MHz.

Effekt tæthed

Som følge af spredningen af effekten over et stort frekvensområde, vil effekten i W/Hz blive nedsat sammenlignet med en analog radiokanal. Hvis vi fx tænker os et 25 W PA trin hvor effekten spredes over et område på 10 kHz vil dette give en spektraltæthed på:

$$\frac{25 \text{ W}}{10 \text{ kHz}} = 2500 \mu\text{W/Hz}$$

For en analog kanal med samme effekt men en båndbredde på 44 MHz vil spektraltætheden være:

$$\frac{25 \text{ W}}{44 \text{ MHz}} = 0.568 \mu\text{W/Hz}$$

Spredt spektrum

Spredt spektrum modulation er en fællesbetegnelse for en række forskellige modulationsformer, metoden er ikke ny, men har indtil for nylig kun haft militær interesse. Dette skyldes dels kompleksiteten af kredsløbene, dels som navnet antyder den store båndbredde som metoden kræver.

Med den moderne teknik, mikroelektronik, SAW filtre og digitalisering af analoge signaler er det imidlertid muligt i dag at realisere sådanne systemer såvel prismæssigt som volumenmæssigt.

Fordele ved spredt spektrum

Spredt spektrum teknikken har en lang række fordele som langt opvejer de ulemper der også er forbundet hermed.

Spektret for den information der skal overføres, spredes efter en bestemt kode, og kun modtagere der kender denne kode vil være i stand til at dekode og forstå informationen.

Sendereffekten spredes over et stort frekvensområde, typisk 10 - 100 gange det normale for et traditionelt modulationsspektrum, hvorved effekttætheden bliver meget lille. Dette gør, at man med en almindelig smalbåndsmodtager ikke vil kunne registrere tilstedeværelsen af signalet, dette understøttes yderligere af at modulationssignalet har støjkarakter.

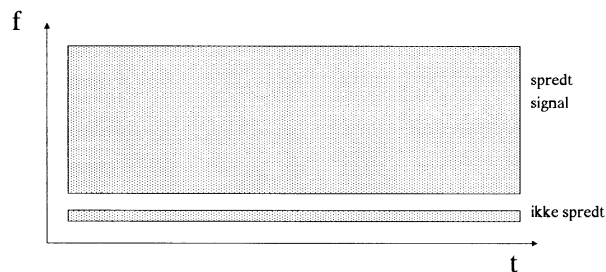
Det er således ikke muligt at aflytte eller blot erkende en sådan udsendelse, dette har naturligvis særlig militær betydning. Det vil endvidere være muligt at placere flere sendere på den samme radiokanal, blot der anvendes forskellige spredningskoder.

Spredningsteknikker

•Direkte sekvens

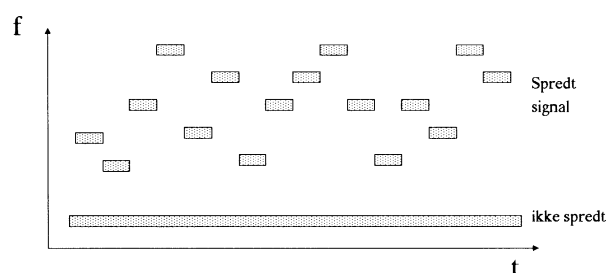
Ved direkte sekvens moduleres bæreølgen med en i forhold til nytteinformationens meget hurtig kodesekvens.

Såvel kodesekvensen som nyttesignalet er på binær form og begge signaler adderes i en X-OR gate hvorefter dette signal tilføres en PSK modulator. Som bekendt er spektret fra et PSK moduleret signal meget bredt, og iøvrigt afhængigt af modulationshastigheden, Modulationspektret vil således være domineret af kodesekvensen. Som kodesekvens benyttes en såkaldt PRBS (pseudo random bit sekvens) der som navnet antyder indeholder et tilfældigt sammensat bitmønster, der mere har karakter af støj end af en bitstrøm. Herved opnås en jævn spektralfordeling over et stort frekvensområde.



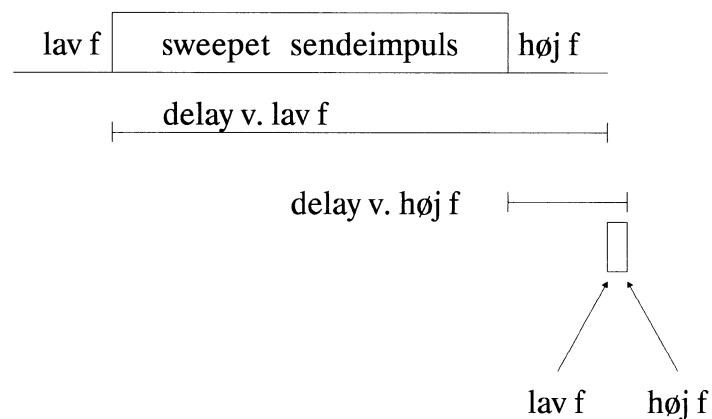
•Frekvenshop

Ved frekvenshop teknikken springer bæreølgen mellem et stort antal frekvenser i et pseudotilfældigt mønster. Herved vanskeliggøres muligheden for aflytning, men en god støjimmunitet er betinget af meget korte sekvenser på hver enkelt frekvens. For at opnå dette er det nødvendigt med en særdeles hurtig frekvenssyntese.



•Chirp modulation

Denne modulationsform er ikke egnet til talekommunikation, men benyttes fortrinsvis i radar og sonar anlæg, hvor der er behov for en meget kort sendeimpuls af hensyn til afstandsdiskriminationen. I stedet for at generere en meget kort impuls, sweepes over et frekvensområde, og i modtageren sendes signalet igennem et såkaldt dispersivt filter, der har den egenskab at forskellige frekvenser forsinkes forskelligt igennem filteret. Hvis sweepet afpasses filterkarakteristikken opnås at senderens energi der var spredt over det sweepede frekvensområde nu samles og alle frekvenser optræder samtidig på udgangen af filteret, her dannes således en meget kort impuls der er forudsætningen for en præcis tids/afstands-



måling.

Direkte sekvens

Der findes således flere metoder til at opnå spredt spektrum, vi vil i det efterfølgende beskæftige os med direkte sekvens systemet (DSS). Dette system anvendes fx i GPS satellit navigationssystemet, hvor 21 satellitter sender på samme frekvens, blot er de spredt med hver sin kode. Direkte sekvens vil også finde anvendelse i kommende digitale radiokommunikationssystemer, fx anvender det amerikanske digitale cellularsystem ADC en modulationsform der kaldes for CDMA og er meget lig spredt spektrum.

Vi vil nu vise et eksempel på hvorledes et sådant system kan realiseres. I fig.1 vises det samlede system.

Senderen består af en oscillator til generering af bærebølgen, en balanceret blander der fungerer som faseskift modulator med undertrykkelse af bærebølgen. Modulationssignalet består af PRBS koden modulo2 adderet med de digitale data.

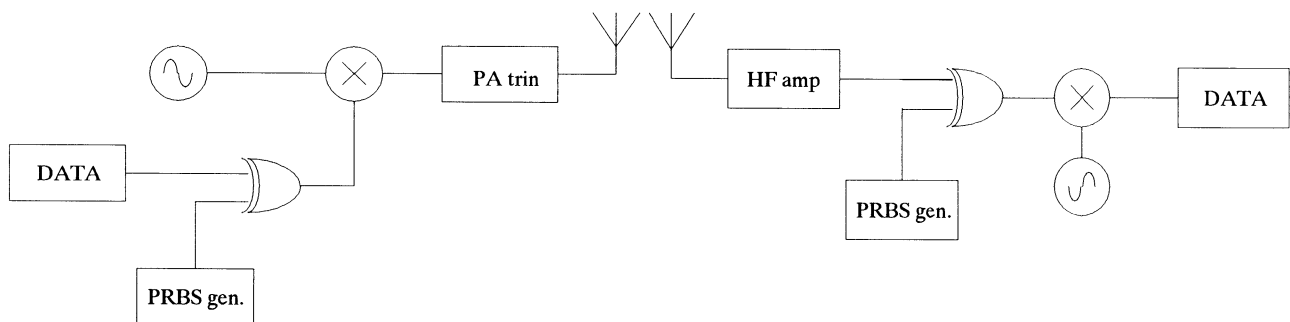


fig 1.

Modtageren er i HF delen opbygget som en normal superheterodynmodtager, demodulatoren er opbygget i to trin, og fungerer lige omvendt af modulatoren. I spredt spektrum demodulatoren tilføres en lokalt genereret PRBS kode med præcis samme indhold som den kode der blev benyttet på sendersiden. I data-demodulatoren hentes datasignalet ud af bærebølgen.

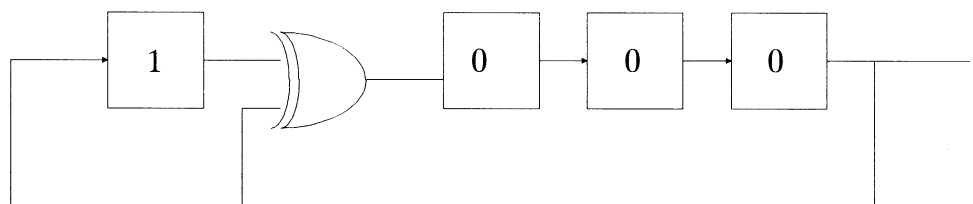
Senderen

Et meget vigtigt punkt i senderen er PRBS generatoren. Den er af altafgørende betydning for egenskaberne i det samlede system. Sekvensen skal være tilstrækkelig lang til at den virker tilfældig, endvidere skal dens spektrum optræde som bredspektret støj.

Desuden skal sekvensen have gode autokorrelations egenskaber, således at autokorrelationsfunktionen indenfor en periode kun har et udpræget og dermed entydigt maximum, det er vigtigt af hensyn til demoduleringen og muliggør detektering og undertrykkelse af ISI (intersymbolinterferens).

Ofte benyttes flere sendere indenfor det samme spektrum, sågar på samme bærefrekvens, i det tilfælde er det også vigtigt at sekvensen har gode krydkorrelations egenskaber, således at de enkelte signaler ikke har systematiske sammenfald hvorved der vil opstå interferens.

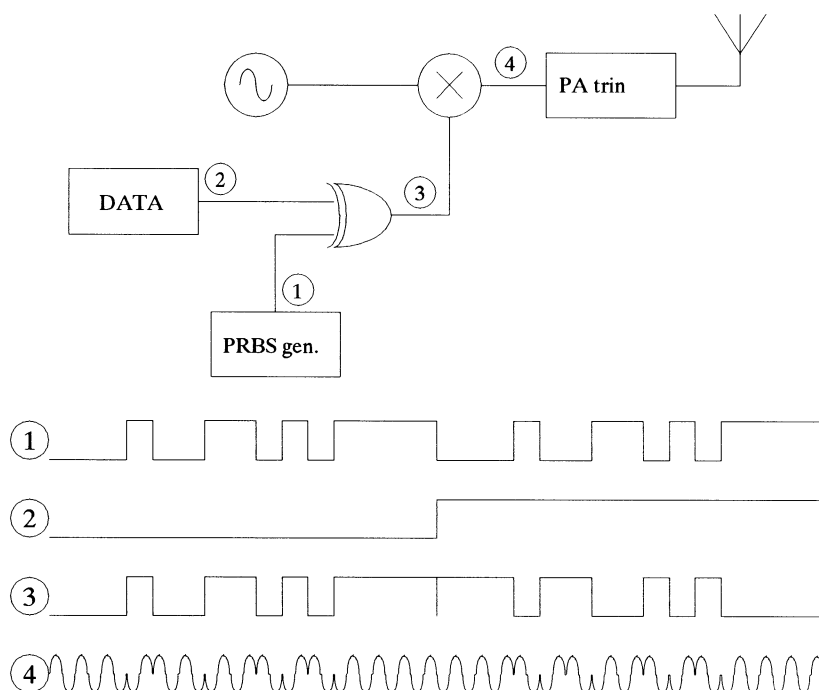
I eksemplet vises en 4 bit PRBS generator, en så kort sekvens som der her genereres vil ikke kunne benyttes i praksis men skal kun tjene som en illustration af hvorledes koden opbygges og hvorledes autokorrelationen virker.



genereret bitmønster 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1

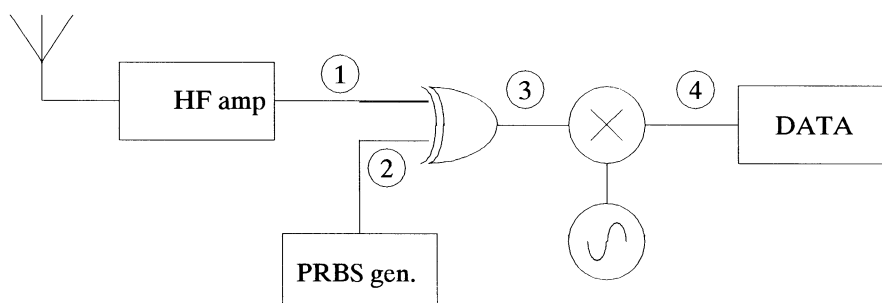
Som initialisering benyttes bitmønsteret 1000, hvorefter der på udgangen vil fremkomme den viste sekvens. Som det ses vil sekvensen gentages efter 16 bit nemlig 2^4 , hvis man prøver at tage de to ens sekvenser og forskyde dem i forhold til hinanden vil det ses, at der kun ved en enkelt position vil forekomme totalt sammenfald svarende til en autokorrelation 8 og ellers vil den være 4.

Denne PRBS sekvens moduleres nu med datasignalet. Denne modulation vil i praksis være synkron, således at 1 periode af datasignalet svarer til et helt antal bit i PRBS sekvensen.

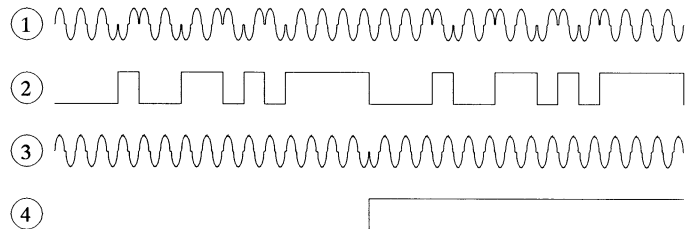
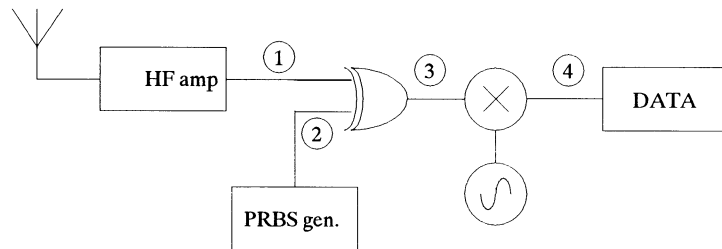


Modtageren

Som det fremgik af det foregående, er modulationen relativ enkel, men på modtagersiden er situationen væsentlig mere kompliceret. Blokdiagrammet viser at man demodulerer i omvendt rækkefølge af modulationen.



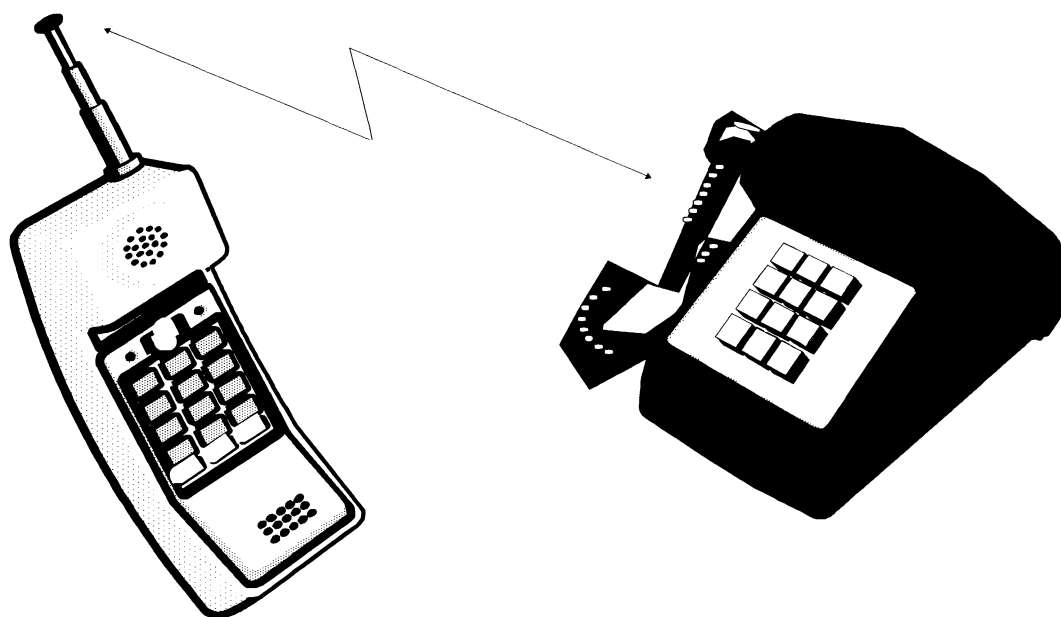
For det første kræves det at der benyttes præcis den samme PRBS kode som blev benyttet på sendersiden. For det andet skal de to koder være tidsmæssig (fase-mæssig) ens, i modsat fald vil der praktisk taget ikke kunne modtages noget som helst.



På en radiostrækning vil der uundgåeligt blive tilføjet støj, der ved traditionelle modulationsformer vil degradere signal/støj forholdet på det overførte signal. Støjen er bredspektret, og støjeffekten stiger proportionalt med båndbredden. Sammenlign fx en kommunikationsmodtagers følsomhed på typisk $-6 \text{ dB}_\mu\text{V}$ med en TV modtagers ca. $40 \text{ dB}_\mu\text{V}$.

Disse to fakta taler tilsyneladende imod anvendelsen af spredt spektrum modulation. Det viser sig imidlertid, at spredningen af effekten over et stort spektrum gør at effekten set fra en traditionel modtager, eller en modtager der benytter en anden PRBS kode, vil ligge langt under støjniveauet, men ved at fjerne PRBS spredningen af signalet så at sige samles effekten i et smalt spektrum, hvorved det dukker op af støjen, og systemet kan igen betragtes som et smalbåndssystem med den båndbredde som kræves af datasignalet.

DECT Systemet



Forkortelsen DECT står for Digital European Cordless Telephone. Systemet er en digital videreudvikling af de trådløse telefonsystemer CT0, CT1 og CT2.

Formålet med DECT er, som navnet antyder, en trådløs forlængerledning til en fast telefon, men på grund af systemets avancerede opbygning kan det anvendes til såvel private anlæg med en enkelt mobilterminal, som til større anlæg med flere basisstationer og et stort antal mobilstationer, der kan fungere som et fast telefonnet med mange lokalapparater i en virksomhed.

DECT systemet er opbygget som et almindeligt telefonsystem, dvs. der kan modtages og foretages opkald, og ved flere mobilstationer kan der foretages omstilling.

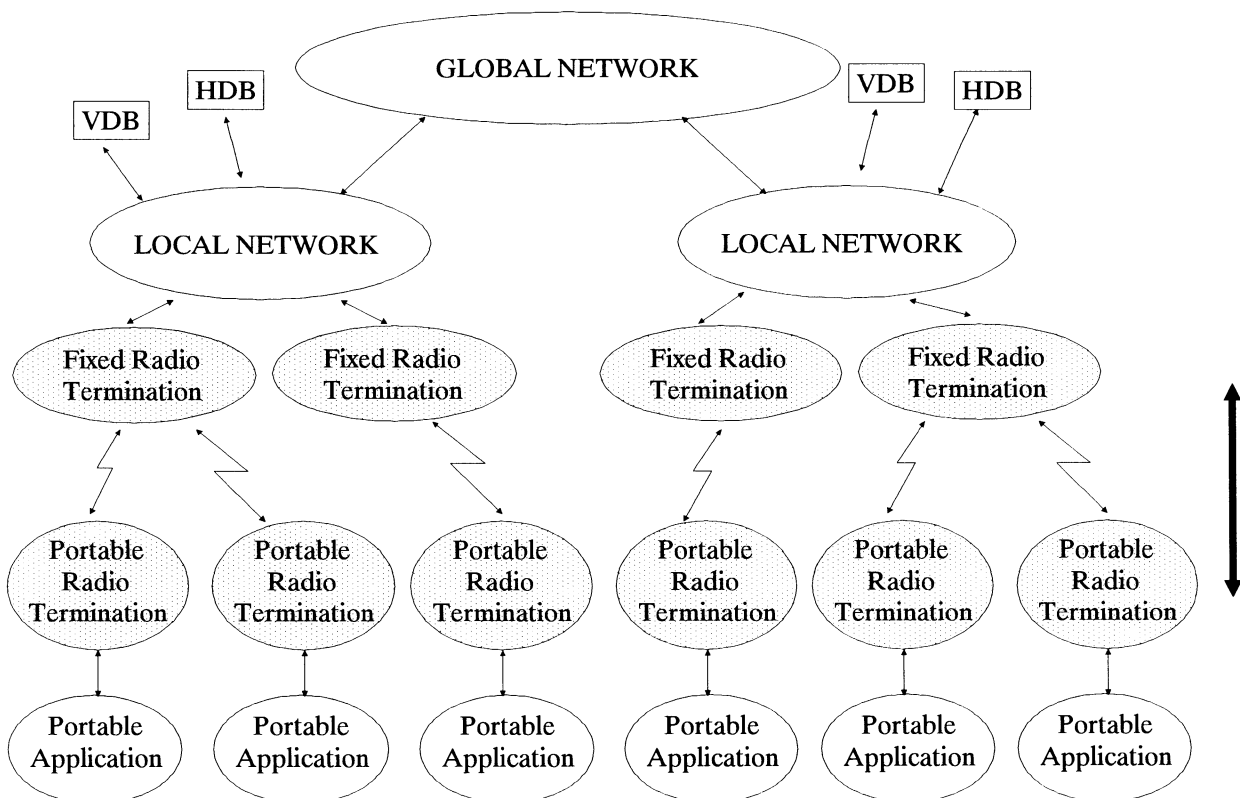
Som vi også kender det fra GSM systemet, benyttes der i DECT systemet en mængde specielle udtryk og forkortelser. Så vi kan lige så godt tage hul på de første begreber med det samme.

I DECT verdenen betegnes mobildelen som PP (Portable Part eller Portable Radio Termination) og basisstationen som FP (Fixed Part eller Fixed Radio Termination).

Disse to begreber omfatter i princippet kun radiostrækningen, hvor der sammen med PP også findes en PA (Portable Application), og FP kan være forbundet med PSTN (Public Switching Telephone Network) via et Local Network. I forbindelse med Local Network findes en VDB (Visitor Data Base) og en HDB (Home Data Base).

DECT er specificeret under ETSI som ETS 300-175

DECT reference model.



DECT skal således ikke betragtes som et enkeltstående system, men mere som et forbindelsesnetværk, der sørger for forbindelsen til det faste telefonnet, det være sig via en lokalcentral PABX (Private Automatic Branch eXchange) eller PSTN.

Desuden er DECT ikke kun beregnet på taleoverførsel, men også for datatransmission.

DECT funktionsprincip

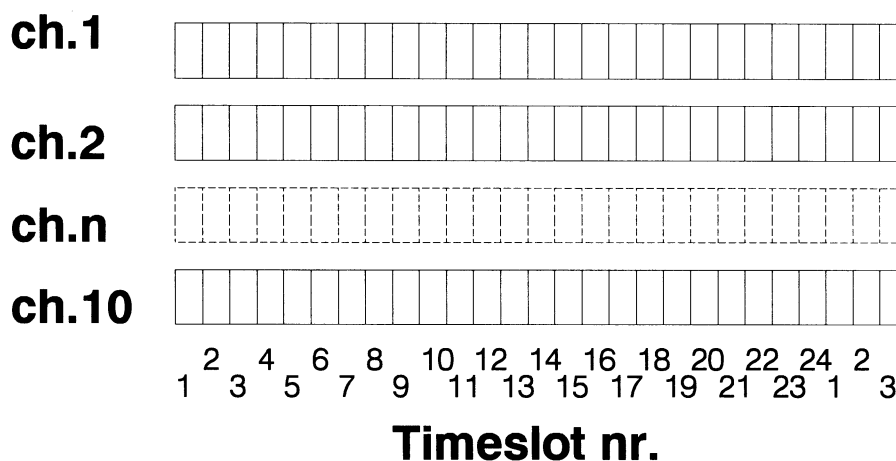
I det følgende vil vi give et hurtigt overblik over DECT systemets air interface.

I FDMA teknikken opdeles det frekvensområde, der er til rådighed, i 10 bærefrekvenser.

På hver bærefrekvens sker der yderligere en opdeling i TDMA teknik, hvor en bærefrekvens opdeles i 24 timeslot. På denne måde opnås således 120 fysiske kanaler.

Sending og modtagning sker efter det såkaldte TDD (time division duplex) princip, hvor den ene part sender i et bestemt timeslot, og den anden part sender 12 timeslot forskudt, men iøvrigt på samme bærefrekvens.

Det er herved muligt at afvikle et stort antal samtaler indenfor et begrænset geografisk område.



Kryptering

I DECT standarden er der foreskrevet kryptering, således at der er garanteret en stor sikkerhed mod aflytning.



Kryptering

Dynamisk kanalvalg

Det dynamiske kanalvalg der benyttes i DECT giver en række fordele i forhold til CT1 standarden. I CT1 udvælges en ledig radiokanal med en tilstrækkelig kvalitet på det tidspunkt hvor samtalen bliver etableret, denne kanal bibeholdes under hele samtalen, hvis personen der benytter den mobile part skifter position under samtalen vil radiostrækningens kvalitet naturligvis ændre sig, med mulighed for at samtalen falder ud.

I DECT har man valgt at gå en anden vej, idet den mobile part under samtalen hele tiden kontrollerer samtalskvaliteten, men også kontrollerer eventuelle ledige kanaler. Viser en af disse kanaler sig at give en bedre kvalitet, vil samtalen blive koblet over til denne kanal (handover).

Dette kanalskift sker mellem to timeslot, og således ubemærket for brugeren.

Denne funktion kendes ikke fra tidligere trådløse telefonsystemer, og kan i DECT udbygges til ikke kun at omfatte en enkelt basisstation, men kan via en overordnet centralenhed tillade viderekobling til nabobasisstationer. Det vil således være muligt at forsyne et større areal med DECT terminaler.

Hver enkelt FP er konstant aktiv og sender på en enkelt kanal og i et timeslot sin egen identifikation.

Ved opstart

Når der tændes for en PP, vil denne opsøge den kraftigste station og synkronisere til denne i et frit eller et belagt timeslot (fysisk kanal).

Når en PP kaldes fra en FP, vil dette opkald udsendes i alle timeslot. Således vil PP registrere opkaldet uanset på hvilken kanal den end måtte befinde sig.

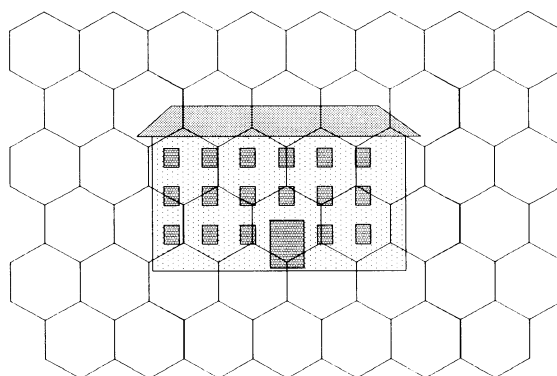
PP vil nu sende sin egen identifikation samt identifikationen på den FP hvorfra den har modtaget opkaldet.

Herefter vil FP og PP aftale hvilket timeslot der skal benyttes til samtalen, der herefter vil blive stillet igennem.

I DECT systemet bliver alle de vigtigste opgaver i forbindelse med en opsætning af en samtale håndteret af PP. Dette gælder også handover, der initieres af PP, der selvstændigt kontakter en anden FP og anmoder om handover.

FP skal således ikke igennem en omstændelig signalmåleprocedure som det kendes fra fx NMT systemet.

På grund af den begrænsede rækkevidde i DECT systemet (30 m i bygninger), er der ikke behov for en egentlig netplanlægning som det ellers er vanligt i cellulare net. Det forholdsvis store antal kanaler der er til rådighed, tillader at man forholdsvis ukritisk kan placere DECT anlæg, fx i kontorhuse eller boligblokke, hvor man ikke kan have kendskab til antallet af andre DECT net. Afhængig af radiodækningen forventer man en tæthed på 50000 abb. km²



En bygning kan omfatte mange celler.



Air interface

Taleoverførsel:

ADPCM (Adaptive differential pulse code modulation)
med efterflg. GFSK modulation $B \cdot T = 0.5$

Kanalantal:

120 Duplexkanaler med dynamisk tildeling på 10 radiofrekvenser med hver 12 timeslot, altså en kombination af FDMA og TDMA.

Kanalraster:

1728 kHz

Frekvensområde:

Ch. nr.	f. i MHz	Ch. nr.	f. i MHz
0	1897.344	5	1888.704
1	1895.616	6	1886.976
2	1893.888	7	1885.248
3	1892.160	8	1883.520
4	1890.432	9	1881.792

1880 - 1900 MHz

Bitrate:

1152 kBit/s

Duplexteknik:

TDD (time division duplex) tidsdifferens RX-TX = 5 ms

Sendeeffekt:

250 mW, middeleffekt ca. 10 mW

Rækkevidde:

max. 200m i frit felt, ca. 30 m i bygninger.

Timeslot:

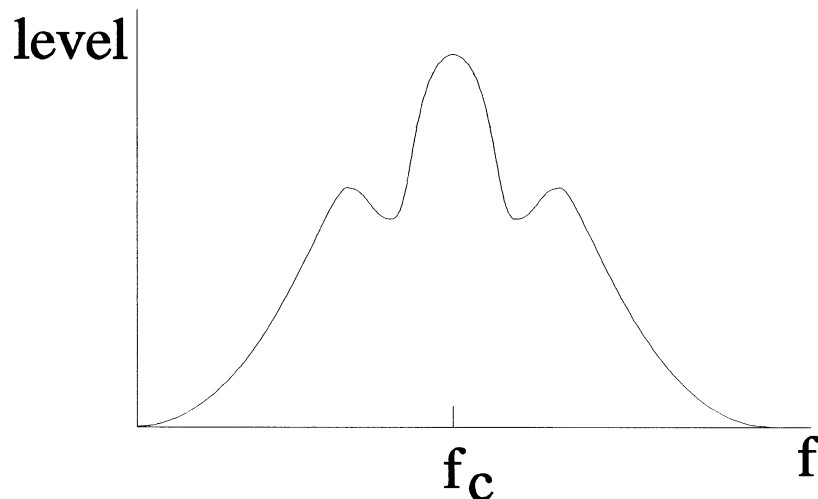
Et timeslot varer 416,7 μ s (480 bit), heraf kan 424 udnyttes, rest er guardbit.

Timeslotstrukturen

Som tidligere nævnt, benyttes i DECT en kombination af Time Division Duplex TDD, Time Division Multiple Access TDMA og Frekvens Division Multiple Access FDMA.

Bærebølgen er opdelt i 24 timeslot, hvoraf de første 12 benyttes fra FP til PP og de sidste 12 timeslot benyttes i retningen PP til FP.

Således er det muligt at afvikle 12 duplex samtaler på en enkelt bærebølge.



Da en FP i modsætning til fx GSM systemet skal være i stand til at kunne afvikle samtaler på alle 10 radiokanaler er denne således i stand til samtidig at kunne afvikle 120 duplexforbindelser.

En duplexforbindelse består af to fysiske kanaler, dvs. to timeslot, fx timeslot 1 sammen med timeslot 13, slot 2 sammen med slot 14 osv.

Disse 24 timeslot danner en såkaldt DECT frame, og har en varighed på 10 ms. 16 frames danner en DECT multiframe. Såvel frames som multiframes skal være synkroniserede fra FP, da der i de enkelte frames findes forskellige logiske kanaler i lighed med det der kendes fra GSM systemet.

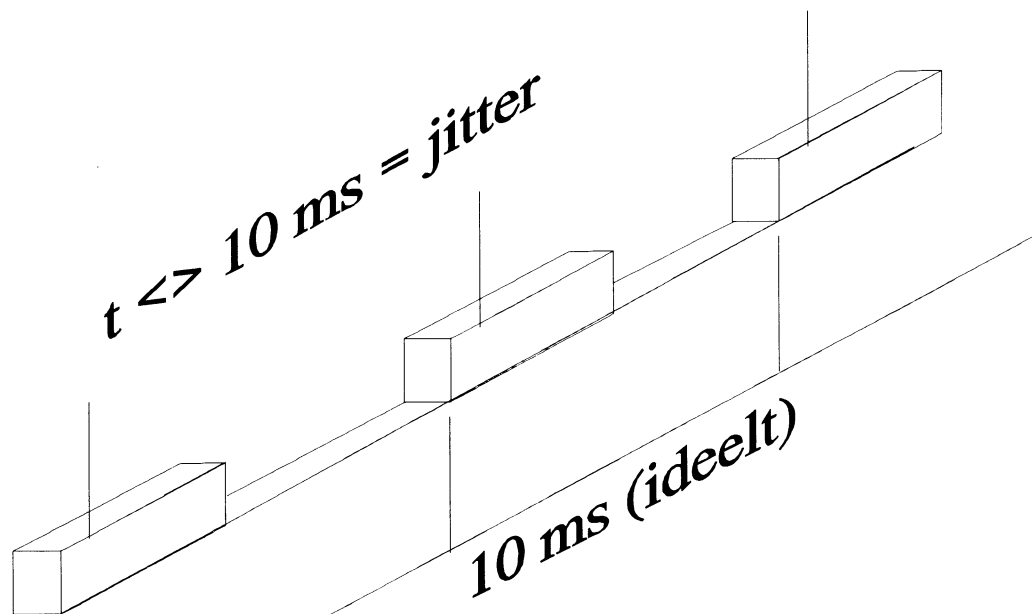
Ved at PP synkroniseres fra FP er der mulighed for at flere FPer inbyrdes kan synkroniseres, hvor en FP kan være master for flere slave FPer.

I et enkelt timeslot er der en synkroniseringsdel, en kontrolinformationsdel, serviceinformation, og fejldetekterings/korrektionsbit.

Længden af et timeslot er $416 \mu\text{s}$ (svarende til 480 bit), heraf kan overføres 424 bit, resten er guardperiode (ca. $47 \mu\text{s}$) mellem de enkelte timeslot.

Der benyttes ikke time advance parameter som i GSM, på grund af de meget små cellestørrelser (200 m), der kun giver ubetydelige løbetidfejl ($2 \mu\text{s}$).

Afhængig af behovet for datamængde benyttes foruden timeslot på $416 \mu\text{s}$, der kaldes fullslot, også halfslot på 240 bit, heraf 184 nyttebit, samt doubleslot på 960 bit, heraf 904 nyttebit.



Datarammerne

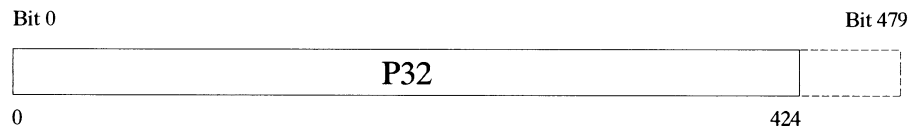
Datarammerne bliver således overført i forskelligt lange bursts:

P00 Short physical packet



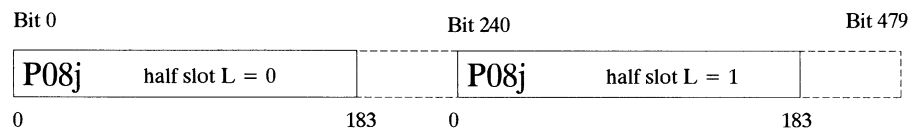
P00 Udsendes kun fra FP og benyttes til systemdata (connectionless data).

P32 Basic physical packet



P32 pakke. Udsendes fra både FP og PP, dette er den normale datapakke til fx taleforbindelse. En P32 pakke omfatter ialt 424 bit og er således et fullslot.

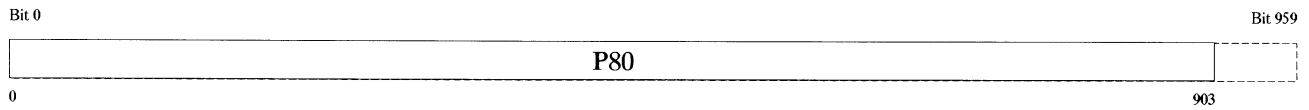
P08j Low capacity packet



P08j Udsendes ligeledes fra såvel FP og PP, såfremt disse har mulighed for at benytte halfslot transmission.

En P08j pakke er $184 + j$ bit, hvor $j = 0$, men det forventes, at der vil fremkomme applikationer, hvor der anvendes andre værdier af j .

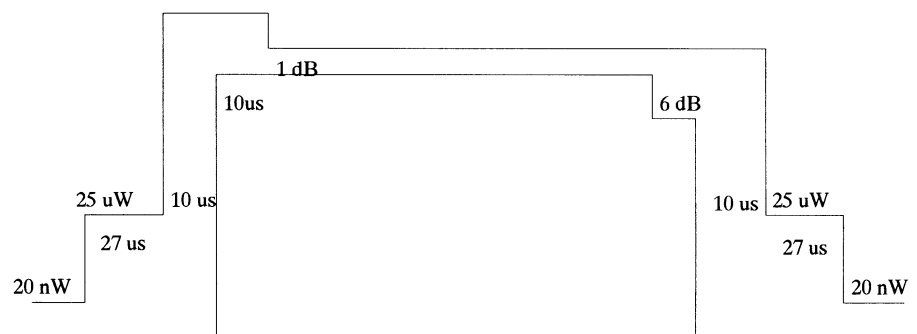
P80 High capacity packet



P80 Udsendes ligeledes fra FP og PP, og benyttes hvor et system har brug for ekstra stor datakapacitet.

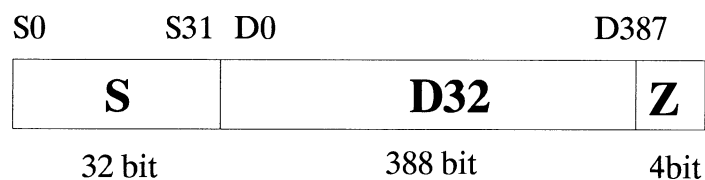
Databurst

En burst må, som i GSM, overholde snævre tolerancer mht. timing, og af hensyn til modulationsformen også i amplitude: ± 1 dB.



Datastrukturen

Vi vil nu se nærmere på de forskellige rammer som blev nævnt i det foregående afsnit. De fleste rammer er opdelt i følgende blokke: S, A, B, X, Z.



S blokken er bit og ramme synkronisation, og består af 16 bit til bitsynkronisering, derefter 16 bit til rammesynkronisering.

0101010101010101 0001 0110 0111 0101

Bit synk Frame synk

Synkbit fra FP

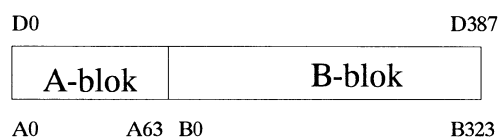
Der er forskel på indholdet i S blokken, afhængig af om det er fra FP til PP eller omvendt.

0101010101010101 1110 1001 1000 1010

Bit synk Frame synk

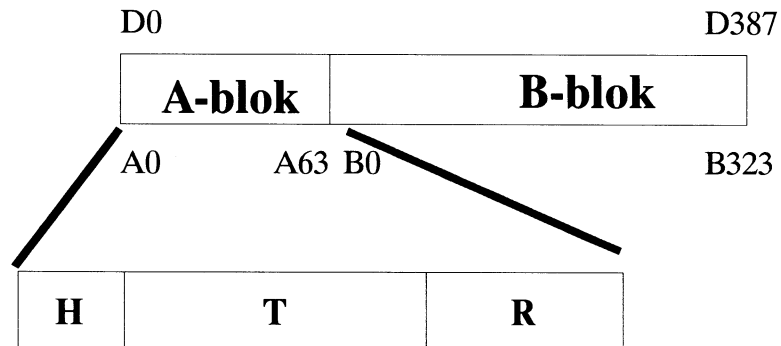
Synkbit fra PP

A og B blokkene hører sammen, og benævnes D blok.



A- blokken benævnes header, men indenfor selve A- blok-ken findes yderligere headers.

A- blokken består af 64 bit, heraf er 48 signaleringsbit, 16 bit er redundansbit.



I A- blokken bliver forskellige logiske kanaler overført med en datarate på 4,8 kBit/s i multiplexteknik.

Der findes følgende logiske kanaler:

- C-kanal: Signalering.
- Q-kanal: Systemdata.
- N-kanal: Handshake mellem FP og PP.
- M-kanal: Systembestemte operationer, fx access request.
- P-kanal: Paging kanal for opkald fra FP til PP.
- I-kanal: Brugerinformation, overføres i B-blokken.

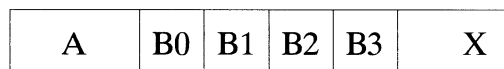
B- blokken overfører brugerdata.

A	B - data	X
64 bit	320 bit	4 bit

B- blokken er altid tilknyttet systeminformationen i A- blok-ken.

Ved taletransmission benyttes en såkaldt unprotected full slot format, hvor talen overføres som 32 kBit/s ADPCM tale-kodning.

Ved datatransmission benyttes protected full slot format, her bliver 320 bit af B blokken opdelt i 4 underblokke, hver på 64 data- og 16 redundansbit.



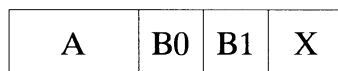
64 bit

64 D + 16 R

D = databit

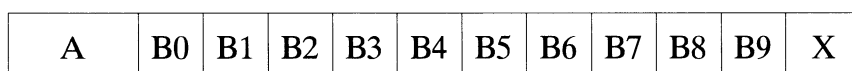
R = redundansbit

Ved hjælp af forskellige kombinationer mellem de enkelte timeslot er det muligt at øge transmissionskapaciteten, der kan fx benyttes en asymmetrisk transmission, hvor transmissionsraten er forskellig mellem uplink og downlink strækningen.



64 bit

64 D + 16 R



64 bit

64 D + 16 R

D = databit

R = redundansbit

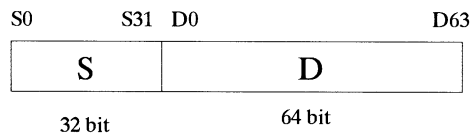
X-blokken og Z-blokken er til errormessage.

X-blokken hører sammen med B-blokken og består af 4 bit, der er resultatet af et CRC check af B-blokken.

Z-blokken er en kopi af X-blokken og overføres i slutningen af en burst. Z-bittene fungerer som kollisionsbit, i tilfælde af at et andet DECT system benyttes i nærheden, uden at der er synkronisering mellem de to systemer.

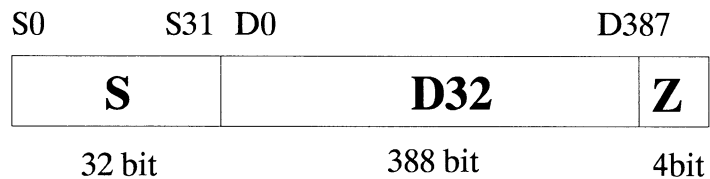
Indholdet i P00 ramme

Datarammen P00 er opdelt i et S-felt og et D-felt. se fig.



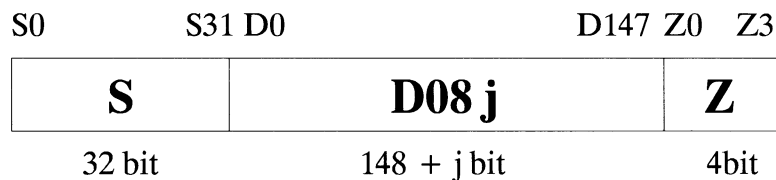
Indholdet i D-feltet svarer således præcis til A-blokken.

Indholdet i P32 rammen



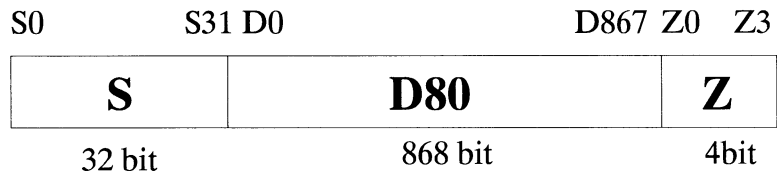
Datarammen P32 er sammensat af flere parametre, et S-felt, et D- felt og et Z-felt. D-feltet indeholder 388 bit, hvoraf de første 64 bit udgør A-blokken og de resterende 324 bit B-blokken.

Indholdet i P08j rammen



Datarammen P08j er opdelt i et S-felt, et D-felt og et Z-felt. D- feltet indeholder 148 + j bit, hvor j parameteren indtil videre har værdien 0. D- feltet er igen opdelt i A- blokken og B- blokken, hvor A = 64 bit, og B = 84 bit.

Indholdet i P80 rammen



Datarammen P80 følger samme struktur som de forgående rammer, nemlig med S- felt, D-felt og Z-felt. D- feltet indeholder her 868 bit, og er opdelt i en A- blok (64 bit), og en B- blok (804 bit).

Bearer typer

I DECT systemet bruger man ikke udtrykket bærebølge eller carrier, men har indført et begreb "bearer", der dækker over en bærefunktion for de forskellige logiske kanaler, der benyttes til mangeartede opgaver.

Jeg vil her forsøge at udrede forskellene mellem bærebølge, fysisk kanal og bearer.

En bærebølge er en fysisk radiofrekvens der er i stand til at transportere informationen over en geografisk kortere eller længere strækning.

En fysisk kanal er et bestemt timeslot på en fysisk radiofrekvens. Da DECT også omfatter FDMA teknik, kan den fysiske kanal skifte efter hvert timeslot til en ny frekvens.


For en duplexforbindelse kræves to fysiske kanaler.

Da der indenfor en fysisk kanal bliver multiplexet forskellige logiske kanaler, der har forskellige kapacitetsbehov, er det urealistisk at tale om kanaler i traditionel forstand, og derfor benyttes udtrykket bearer.

Der skelnes mellem 3 bearertyper:

Simplex Bearer

En simplex bearer benyttes kun i en retning. En short simplex bearer indeholder kun A-blok, mens en Long simplex bearer indeholder både A-blok og B-blok. Det vil sige at



ved simplex benyttes kun et timeslot ud af de to sammenhørende.

Duplex Bearer

En duplex bearer er opbygget af to simplex bearere, således at disse to simplexbearere arbejder i hver sin transmissionsretning på to forskellige fysiske kanaler, men på 1 radiofrekvens. Timeslot afstanden ligger fast med 12 timeslot. I begge retninger indeholder en duplex bearer A-blok og B-blok.



Double Simplex Bearer

Double Simplex Bearer overfører kun i en transmissionsretning. På en radiofrekvens anvendes 2 fysiske kanaler, der på samme måde som ved duplex ligger med en afstand på 12 timeslots. Fx overføres i timeslot 1 og 13 information i en retning men altså med den dobbelte kapacitet af en simplex bearer

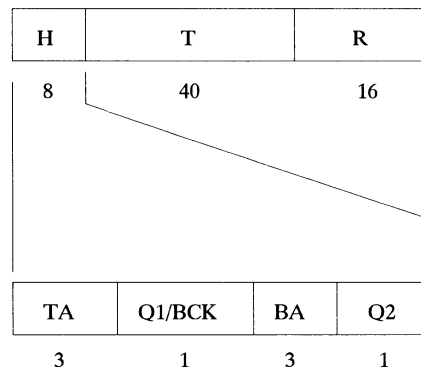
A-blokken

A-blokken har til formål at overføre signalering og kontrolinformation. Blokken er opdelt i 3 dele, header, tail og redundans.

H	T	R
8	40	16

Headeren består af 8 bit og indeholder forskellige kontroldata. Taildelen udgør 40 bit.

Header- og tailbit bliver sikret ved hjælp af en såkaldt BCH-CRC kode på 16 bit, der udgør den sidste del af A-blokken. Ser vi nærmere på disse blokke, består headeren af 4 underparametre.



TA - Tail identifikation, identificerer indholdet af taildelen. Q1/BCK har kun betydning ved specielle duplex bearer anvendelser.

BA er en B-blok identifikation, der beskriver indholdet af den B blok, der følger umiddelbart efter A- blokken

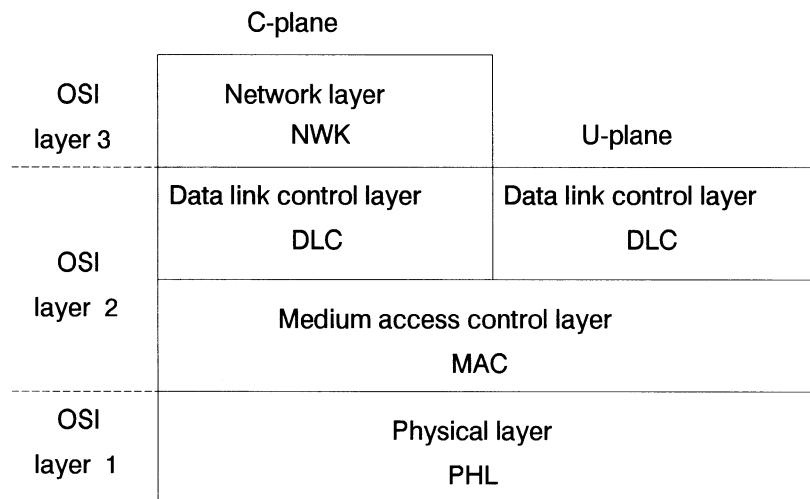
Q2 benyttes også kun ved specielle duplex bearer anvendelser.

Tail message indeholder information om N-, Q-, P- og M-kanalerne.

DECT og OSI modellen

DECT systemet er opbygget efter ISOs syv lags OSI model, men med få ændringer idet OSI modellen fx ikke tager højde for de problemer, der kan opstå i forbindelse med en radiostrækning, ligesom handover heller ikke er beskrevet i OSI modellen.

Derfor definerer DECT 4 lag svarende til OSI's 3 nederste lag.



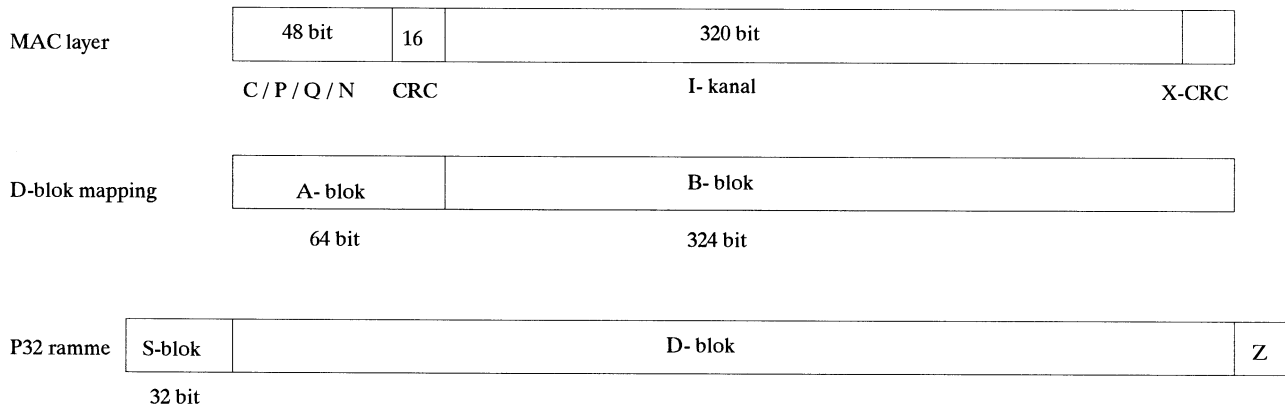
Layer 1

DECT protokollens fysiske lag (PHL) inddeler det afsatte frekvensspektrum i to dimensioner, frekvens og tid.

Her sker opdelingen i 10 ms rammer, som igen er opdelt i 24 timeslot, således at hvert timeslot udgør en selvstændig fysisk kanal. Hver af disse forsynes med den nødvendige synkroniserings- styrings- og fejlkorrigeringsinformation.

Layer 2

Layer 2 eller MAC (Medium Access Control layer) har to hovedfunktioner. For det første udvælger MAC layer de fysiske kanaler der er nødvendige for opkoblingen og afviklingen af en samtale. For det andet er MAC layer ansvarlig for den multiplexning, der er nødvendig for at kunne fortage signalering samtidig med at der afvikles en samtale. Se fig på næste side.



MAC layer er i stand til at udføre 3 forskellige services:

- Broadcast service.

Broadcast service er specielle services fra de faste dele af DECT systemet. FP udsender en form for beacon signal, der giver PP oplysninger om det pågældende DECT system, fx ledige kanaler, services osv. På denne måde kan PP finde og identificere mulige FPer i et DECT system. Dette signal udsendes altid på mindst en af Fixed Partens radiofrekvenser.

- Connection oriented service.

En telefonsamtale er et eksempel på en connection oriented service.

- Connectionless service.

En paging er et eksempel på en connectionless service.

Data link control layer

Næste højere lag er opdelt i to flader, C-plane (Control plane) og U-plane (User plane).

Kontrolplanet tager sig af DECT signaleringen, det udbyder en pålidelig punkt til punkt service, der benyttes til fejlfri transmission af beskeder fra Network layer.

C- planet tilbyder også punkt til multipunkt (broadcast) services.

User planet tager sig af såkaldt end- to- end brugerinformation. Dette plan udbyder to typer af services: en transparent unprotected service med ringe forsinkelse, og en protected service med variable forsinkelse.

Den transparente service benyttes ved taleoverførsel, og den protectedede service benyttes ved dataoverførsel.

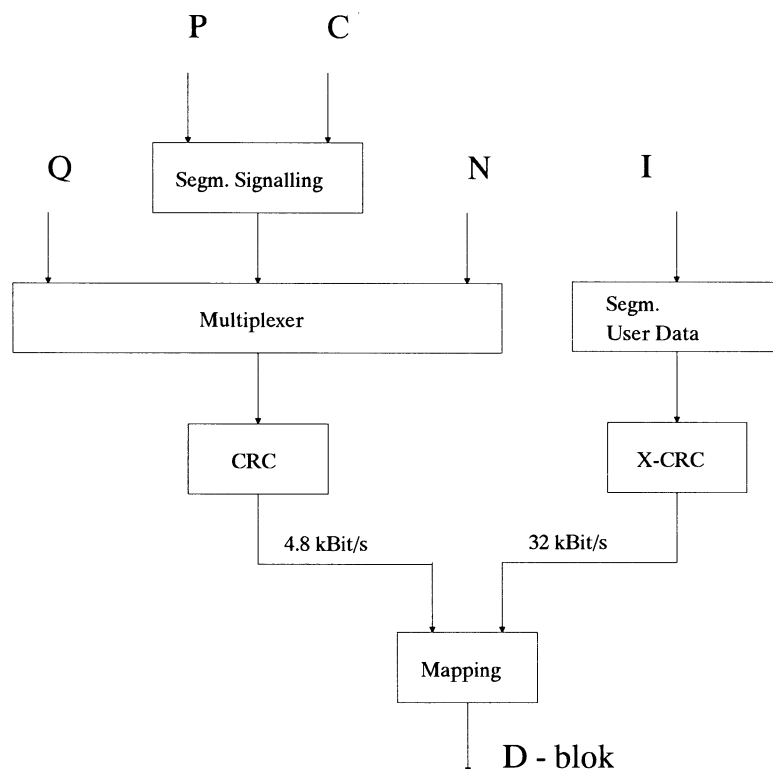
Network layer

Netværkslaget indeholder procedurer, beskeder og informationselementer for grupper af services. Netværkslaget er det øverste protokollag, og er tildels systemuafhængigt.

Eksempel på MAC layer mapping

I det følgende beskrives et eksempel på hvorledes MAC-layer opbygger en meddelelse i et timeslot. For overskuelighedens skyld benyttes her et full-slot, længden af et sådant slot er 480 bit.

Vi vil benytte en fysisk pakke kaldet P32. Denne starter med 32 synkroniseringsbit (S-blokken), 388 databit (D-blokken) og 4 kollisionsdetekteringsbit (Z-blokken).



De 32 synkroniseringsbit består af 16 alternerende bit til bit-synkronisering, og 16 bit der danner et unikt ord, der benyttes ved rammesynkronisering.

D-blokken består af 388 bit, leveret fra MAC laget. Z-blokken består af 4 bit, der er en kopi af de sidste 4 bit i D-blokken.

En sammenligning af Z-bit og de sidste 4 D-bit kan benyttes til detektering af, om der er ved at ske en kollision mellem to pakker. En sådan kollision kan ske ved at to usynkroniserede FPer arbejder i nærheden af hinanden på samme radio-

frekvens og i to på hinanden følgende timeslot. De to PPer vil sandsynligvis have forskellig tidsreference, og vil derfor skride lidt i forhold til hinanden, og på et tidspunkt lappe ind over hinanden, hvorved der vil forekomme interferens. Ved den ene PP vil det vise sig ved ødelæggelse af Z-bit, og give systemet mulighed for at lave handover inden forbindelsen ødelægges helt.

En fysisk kanal kan inddeles i et antal logiske kanaler.

De logiske kanaler er opdelt i to hovedgrupper: Trafikkanaler og kontrolkanaler.

Trafikkanalen benyttes til at overføre den taleinformation, der fra mikrofonen er blevet digitaliseret og reduceret i bitantal i speechkoderen (som det også kendes fra GSM systemet).

På kontrolkanalerne informeres om systemparametre og kontroldata, fx til initiering og nedkobling af en samtaleforbindelse.

MAC laget mapper de forskellige informationer ind i de fysiske pakkers D-blok. Mappningen er vist på fig. s. 57.

Kontrol og brugerinformation multiplexes ind i bestemte strukturer. På fig herunder ses indholdet i en sådan pakke.

Kontrolkanaler

Informationerne fra de højere lag grupperes i 5 typer logiske kanaler: I,C,P,Q og N,

I- kanalen overfører brugerinformation som fx tale eller data, og har en kapacitet på 32 kBit/s.

C- kanalen bruges til initiering og nedkobling af forbindelser.

Ved opkald fra en FP søger systemet PPen ved hjælp af paging, hvilket sker på en P- kanal(paging-channel), denne paging høres af alle PPer der er på nettet. P-kanalen udsendes kun fra FP.

Efter at en forbindelse mellem en FP og en PP er oprettet, udveksler begge parter regelmæssigt identifikation. Dette for at sikre at en forbindelse kun opretholdes så længe begge parter kommunikerer. N- kanalen benyttes til denne identifikation.

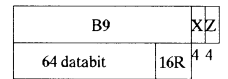
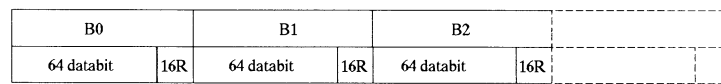
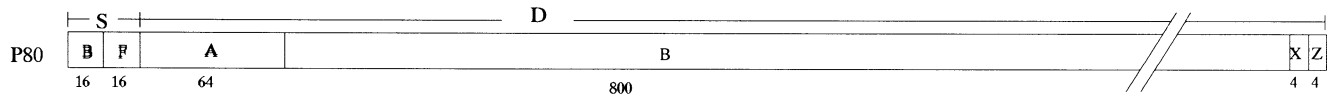
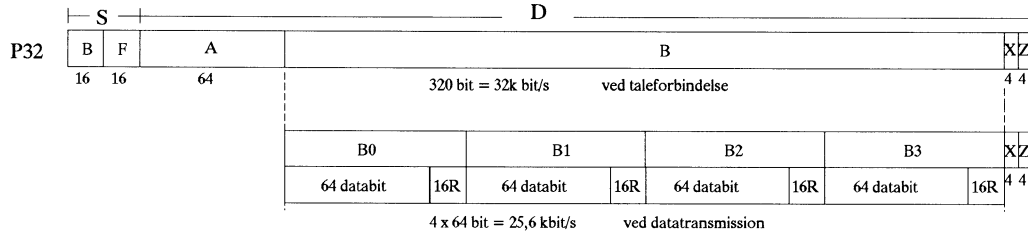
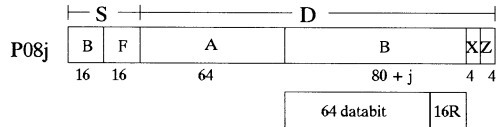
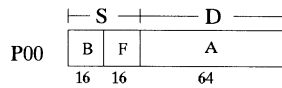
Når en PP tændes, begynder den at afsøge kanalerne for at få information om systemer indenfor rækkevidde, med henblik på at finde "sit eget" system. FP udsender altid denne in-

formation på Q kanalen. C,P,N og Q kanalerne har en kapacitet på 4,8 kBit/s.

Fejldetektering

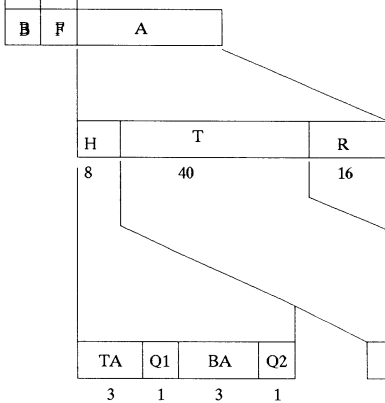
Til fejldetektering på kontrolkanalerne anvendes CRC (cyclic redundancy check) baseret på 16 bit. CRC er en slags paritetscheck, og giver ikke mulighed for fejlkorrektion. Kræver kontrolkanalen en fejlfri dataoverførsel, kan CRC checket benyttes som kriterie for at anmode om retransmission, dette anvendes bla. på C-kanalen.

I- kanalen er i princippet ubeskyttet. Dette skyldes dels den store datamængde der skal overføres (tale), og dels at en retransmission vil være urealistisk, når talen overføres stort set "real time". Der benyttes dog 4 bit CRC der er placeret i X- blokken, funktionen af disse er som tidligere nævnt, at detektere en eventuel kollision med et eventuelt nabosystem.



I retningen fra FP mod PP
01010101010101 0001011001110101

I retningen fra PP mod FP
1010101010101010 1110100110001010



C- kanal Signalering

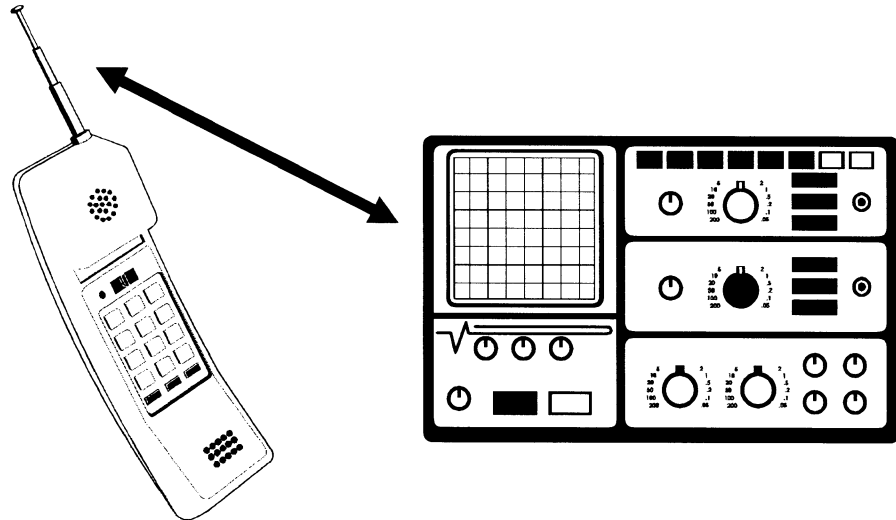
Q- kanal Systemdata

N- kanal Handshake

M- kanal System operationer
fx Access request

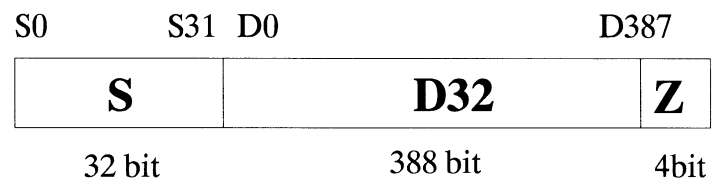
P- kanal Paging FP til PP

DECT HF målinger



Vi vil i dette afsnit se på de målinger, der er specificeret i ETSI standarden for DECT nemlig ETSI CTR06. Denne standard beskriver de målinger der vedrører lag 1 (det fysiske lag). Målingerne omfatter både fixed part, FP, og portable part, PP.

Før vi ser på målingerne i detaljer vil vi lige genopfriske de vigtigste termer i DECT systemet.



Burststrukturen.

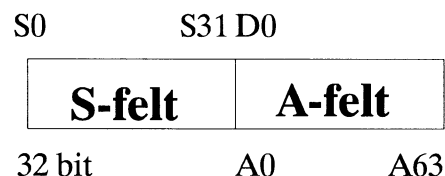
En DECT burst er opdelt i 3 sektioner. Et S felt, et D felt og et Z felt. S feltet indeholder preamble og synkdata. D feltet er opdelt i to, A og B, hvor signaleringsdata er placeret i A blokken, og nytteinformation, fx tale eller data, er placeret i B blokken. B blokken kan have varierende længde, men vi vil her antage at den indeholder 320 bit. Z feltet er til kollisionsdetektering.

**Første bit p0**

De fleste målinger refererer til det første bit i en burst. Starten af dette bit, p0, er defineret til overgangen mellem preamble og synkbittene. NB: Dette er ikke det første bit som et testudstyr vil registrere.

Normal transmitted power (NTP)

Normal transmitted power er defineret som middeleffekten fra bit p0 til slut af bursten. NTP er 24 dBm i både FP og PP.

Dummy bearer

En dummy bearer svarer til kontrolkanalerne i et cellular system fx CC i NMT systemet og BCCH i GSM systemet. Dummy beareren bliver konstant udsendt fra FP og indeholder system data og evt paging vil også udsendes her. Hver FP udvælger sin frekvens og timeslot der vil være forskellig fra evt. nabo FPer.

Testtyper

Der findes to forskellige typer af test, der kan gennemføres for at teste HF parametrene i et DECT system.

Protokolunderstøttet test

Hvis protokoller er understøttet, er det muligt at teste alle parametre i det fysiske lag. Denne test udføres normalt på fuldt færdige DECT systemer incl. FP og PP. Ved denne test vil FP og PP synkronisere sig til hinanden. For at testen kan gennemføres kræves det at FP og PP

kan sende test- telegrammer. Det er et krav for typegodkendelse at udstyret er i stand til at sende disse telegrammer. Ved denne test benytter måleudstyret synkroniseringssignalet til at synkronisere efter og til at lokalisere den eksakte position af p0, som derefter bliver brugt som reference til alle målinger.

Ikke protokolunderstøttet test

Ved test af udstyr der ikke understøtter protokollen må der benyttes en anden form for test. Denne testtype benyttes som regel i produktionslinien, hvor de enkelte moduler testes uafhængig af hinanden. Det vil fx ved test af RF modulet kræves en test jig, hvor man manuelt kan styre RF modulet. Da metoden ikke kender protokollen, er det nødvendigt at synkronisere på en anden måde, fx ved at trigge på forkant af bursten, eller at benytte en ext. trigging fra det udstyr, der kontrollerer RF modulet.

CTR06 Målinger

Målingerne, der skal foretages, er følgende:

Frekvensmålinger

- Bærebølgefrekvens
- Frekvensdeviation
- Frekvensdrift under en burst

Timingmålinger

- Slot til slot jitter
- Power som funktion af tid

Powermålinger

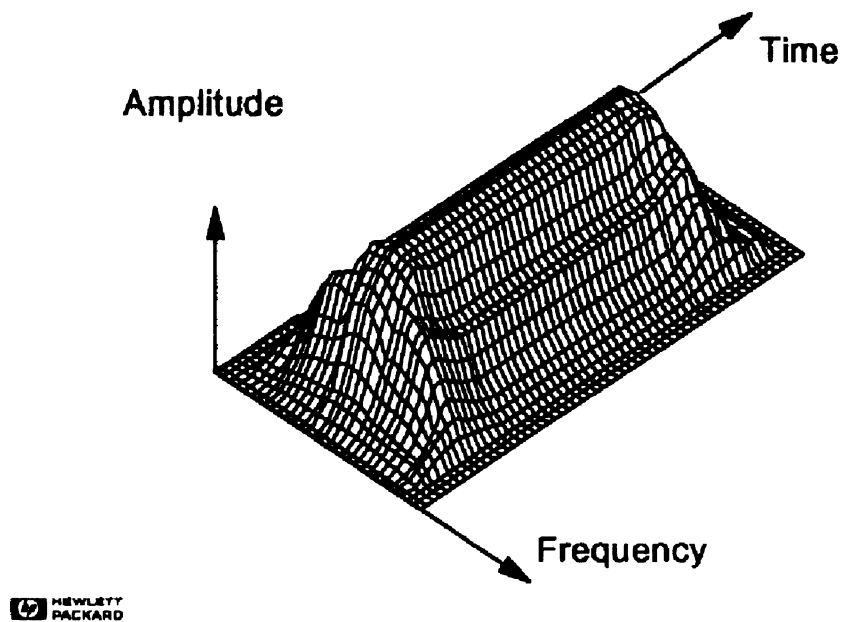
- Bærebølgeeffekt
- Nabokanaleffekt som følge af TX transienter
- Nabokanaleffekt som følge af modulation

BER måling

- Reference BER
- Modtagerfølsomhed
- Blokering situation 1
- Blokering situation 2
- Interferensfølsomhed
- Intermodulation

Klargøring til test

Før de enkelte tests kan gennemføres, skal både FP og PP bringes i test standby mode. Dette sker ved en taste kombination på FP hhv. PP. Kombinationen fastlægges af fabrikanten. Herved vil FP sende en dummy bearer.



3D model af en DECT burst

Nu kan man fra sit testset beordre en FORCE_TRANSMIT og FP vil sende i et fastlagt timeslot og på en fastlagt RF kanal. Nu kan der beordres LOOPBACK_DATA. Den samme fremgangsmåde benyttes ved PP.

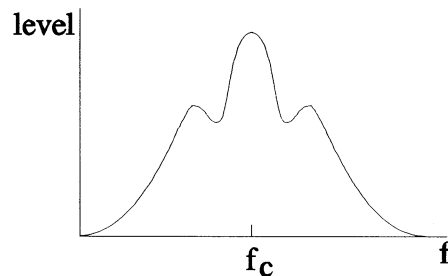
Transmitter test

Der er tre forskellige test på transmitteren

Bærebølge frekvens

Målingen skal kontrollere om bærebølgefrequensen ligger indenfor spec. på ± 50 kHz.

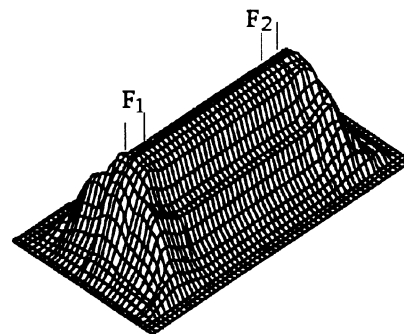
Blot er det dels på grund af TDMA strukturen og modulationsformen ikke en enkel måling at foretage, men kræver at senderen moduleres med et bestemt bitmønster.



Måling af bærebølgefrequens

Der benyttes følgende bitsekvens:

111100001111000011110000 osv. bitmønsteret placeres i B feltet og vil medføre at middelfrekvensen på senderen svarer til bærebølgefrequensen, men kun i B feltet, hvorfor den benyttede frekvenstællers gate timing synkroniseres til p0 bittet.



HEWLETT
PACKARD

Frekvensdrift under en burst

Frekvensdeviation

Kvaliteten af den benyttede modulation GFSK $B \cdot T = 0.5$ bedømmes ud fra modulationsspektret. Deviationen af signalet skal ligge mellem $+202$ kHz og $+403$ kHz for logisk "1" og mellem -202 kHz og -403 kHz for logisk "0".

Til denne måling benyttes følgende bitsekvens i B feltet:
0101010101010101.....

Den nominelle deviation er ± 288 kHz.

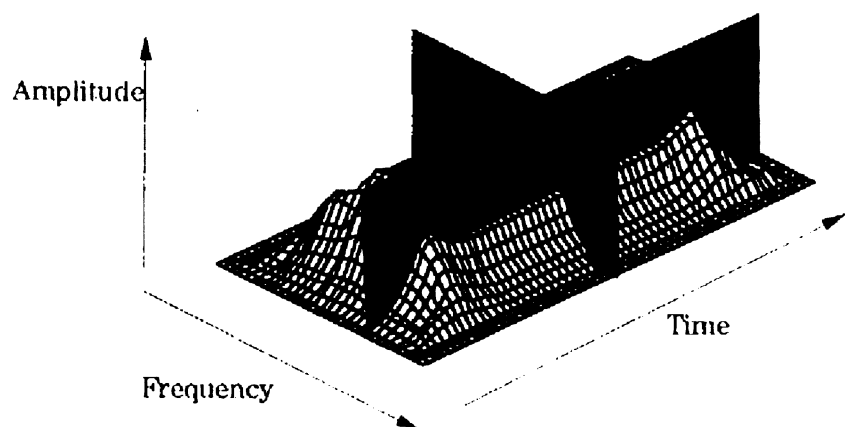
Frekvensdeviationsmålingen kræver synkronisering til bit p0.

Frekvensdrift under en burst

Frekvensdriftmålingen skal sikre, at senderen ikke skrider i frekvens under udsendelsen af en burst. Bærebølgefrequensen bliver beregnet to steder, nemlig som en middelværdi af de første 16 bit af B feltet, og af de sidste 16 bit af B feltet. Frekvensdriften udtrykkes i kHz og må ikke overskride 15 kHz. Til denne måling benyttes følgende bitsekvens i B feltet: 0101010101010101.....

Timingmålinger

CTR06 specificerer 2 målinger vedr. timing.

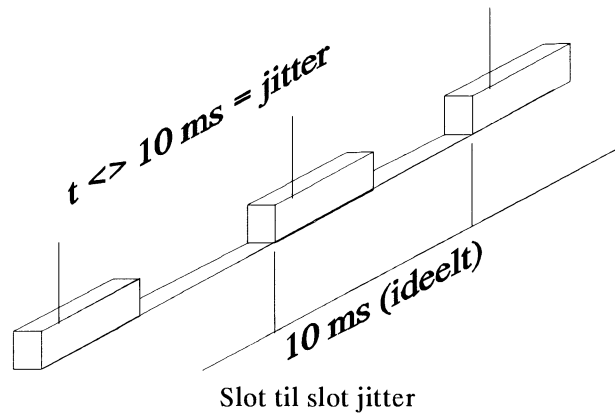


Deviation måles i B feltet

- Slot til slot jitter
- Effekt som funktion af tid

Slot til slot jitter

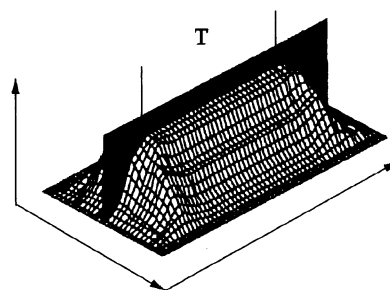
Der måles den tidsmæssige variation mellem de enkelte burst. Ved målingen opsøges p0 i hver burst, og der findes en middeltid mellem 1000 burst. Ud fra denne værdi angives deviationen som max og minimum afvigelsestid.



Effekt som funktion af tid

Ved denne måling kontrolleres, om bursten ligger indenfor power ramp profilen.

Bursten refererer til bit p0 og NTP (nominal transmitted power)



Midling af effekt fra bit p0 til burstslut

Effektmålinger

CTR06 specificerer 3 effektmålinger:

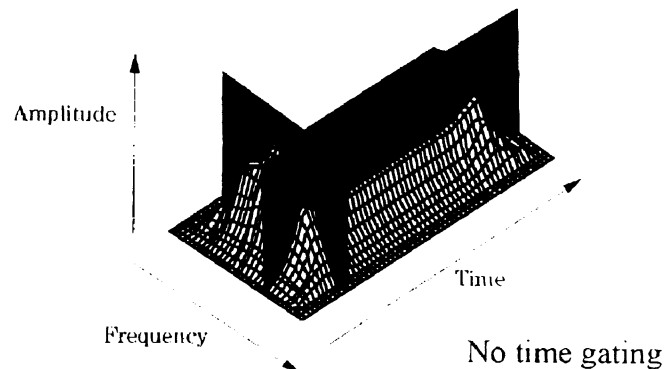
- Bærebølgeeffekt

- Nabokanaleffekt på grund af transienter
- Nabokanaleffekt på grund af modulation

Bærebølgeeffekt

Til forskel fra alle andre cellulære systemer er der ingen regulering af effekten i et DECT system. Effekten fra både FP og PP er fast på +24 dBm. Ved målingen kontrolleres, at NTP ikke overskrider +24 dBm. Målingen sker ved en midling af effekten i en båndbredde på 1 MHz fra bit p0 til slut på bursten.

Nabokanaleffekt på grund af transienter



HEWLETT
PACKARD

Nabokanaleffekt på grund af transient

Det er vigtigt at sikre at for- og bagflanken af bursten ikke giver interferens i nabokanalerne. Målingen foretages med spektrumanalysator i nabokanalerne mens senderen under test switches on og off. Spektrumanalysatoren skal have båndbredde på 100 kHz og et span på 1 MHz, centreret omkring hver af nabokanalerne og skal have en quasi peak detektor der tillader en integrering af målingerne. Sweeptiden skal være så lang at hvert målepunkt i området har været målt mindst een gang. Målingerne må ikke overstige værdierne i skemaet på næste side.

Nabokanaleffekt på grund af modulation

Hvis GFSK modulatoren i senderen ikke er korrekt justeret kan det resultere i overmodulation med deraf følgende spredning af effekt til nabokanalerne. Målingen kræver en timing for at eliminere transienteffekten fra flankerne af bursten.

Ved målingen skal der først foretages en reference effektmåling.

Dette sker på den aktuelle kanal med en timet spektrumanalysator. Den samlede måletid skal være mellem 60- og 80% af den fysiske pakke, startende indenfor de første 25%, men efter S blokken. Effekten måles ved en båndbredde på 100 kHz med et span på 1 MHz centreret omkring center på den aktuelle kanal. Sweeptiden skal være mindst 12 sek og effekten skal integreres over sweepet. Effekten målt i nabokanalerne udtrykkes i dB i forhold til NTP målt på den benyttede kanal.

Y = Ch. no. M = Test ch.	Max Power (dBm)
Y = M +/-1	-6
Y = M + 2	-14
Y = M + 3	-24
Enhver anden ch.	-30

Nabokanaleff. transient

Målingerne må ikke overstige værdierne i skemaet herunder.

Y = Ch. no. M = Test ch.	Max Power (dBm)
Y = M + 1	-8
Y = M + 2	-30
Alle andre ch.	-47

Nabokanaleff. modulation

Spurious udstråling

Der er krav om spuri-ous målinger i- og udenfor båndet, i sendestilling og i stand-by.

Spurius ved sending

Ved måling af spurius i sendestilling er det først nødvendigt at etablere en samtale, derefter måles den udsendte energi i hvert af de bånd der er vist herunder. Effekten skal integreres over et sweep, og sweep tiden skal være

så lang at hvert målepunkt i området har været målt mindst en gang.

Spurius effekten skal være mindre end 250 nW under 1 GHz og mindre end 1 uW over 1 GHz.

Spektrumanalysator indstillinger			
Afstand fra båndgrænse	Båndbredde	Peak hold	Midling
0...2 MHz	30 kHz	on	ingen
2...5 MHz	30 kHz	on	ingen
5...10 MHz	100 kHz	on	ingen
10...20 MHz	300 kHz	on	ingen
20...30 MHz	1 MHz	on	ingen
30..12750MHz	3 MHz	on	ingen

Spurius ved stand-by

Der skal også foretages spurious målinger når udstyret er tændt men uden aktiveret sender. Målingerne skal ske i frekvensområdet fra 30 MHz til 12.75 GHz, med et 100 kHz filter ved målinger udenfor DECT båndet, og et 1 MHz filter indenfor DECT båndet.

Krav

Indenfor DECT båndet må udstrålingen ikke overstige 2 nW ved 1MHz båndbredde, bortset fra 2 30 kHz bånd hvor 250 nW er tilladt. Udenfor DECT båndet er 2 nW tilladt op til 1 GHz og 20 nW fra 1- 12.75 GHz.

Modtagertest

Modtagertest omfatter en række test der skal gøre det muligt at bedømme kvaliteten af enten FP eller PP.

Målingerne kræver, at der kan laves loop-back af B feltet. Ud fra de returnerede data genereres en BER (bit error rate)

CTR06 receiver målinger

CTR06 specificerer 4 målinger vedr. modtageren.

- Reference bit error
- Modtagerfølsomhed
- Blokering case 1 og 2
- Interferensfølsomhed

Reference bit error

Denne test kontrollerer signaleringen under gode konditioner ved et godt signal og ingen interferens.

Der laves loop-back og enheden, der skal testes, tilføres et antennesignal på -73 dBm. En BER test gennemføres nu ved hjælp af PRBS data, der overføres i B feltet.

Krav:

BER må ikke være større end 0.00001. Der skal testes min. 10.000.000 bit for at opnå et statistisk tilstrækkeligt resultat.

Modtagerfølsomhed.

Måleproceduren for modtagerfølsomhed er den samme som ved reference bit error, men foretages ved et input level på -83 dBm. Målingen skal foretages over 1.6 mill bit for type godkendelse og mindste 100000 bit for produktion, den målte BER må ikke være større end 0.001.

Blokering

Case 1

Denne test kontrollerer kvaliteten af en forbindelse med en interferens af en umoduleret bærebølge. Forbindelsen etableres ved

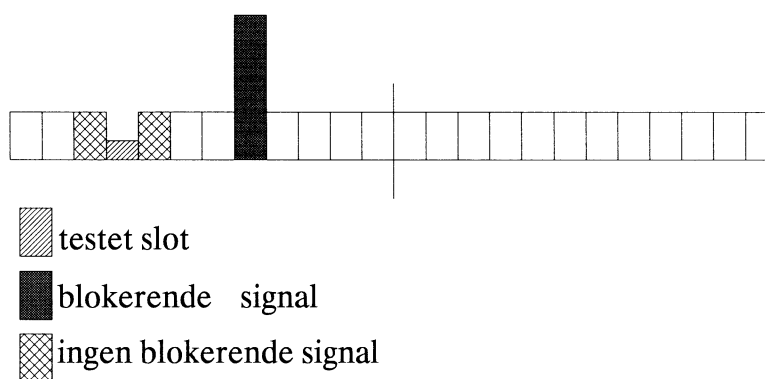
Frekvens	CW interferer level
25 MHz - 1780 MHz	120 dB μ V/m
1780 MHz - 1875 MHz	110 dB μ V/m
> 6 MHz fra fc	100 dB μ V/m
1905 MHz - 2000 MHz	110 dB μ V/m
2000 MHz - 12.75 GHz	120 dB μ V/m

et input level på -83 dBm og en umoduleret bærebølge sweepes fra 25 MHz til 12.75 GHz med en hastighed på 10 MHz/sek.

BER målt under testen må ikke overskride 0.001.

Case 2

Denne test kontrollerer kvaliteten af en forbindelse ved tilstedeværelsen af et andet DECT signal på samme frekvens, men i et andet timeslot. Forbindelsen etableres ved et input level på -83 dBm og i det blokerende slot placeres et signal med en DECT lignende modulation og et level på -14 dBm. Det blokerende slot placeres på skift i alle andre slot end det testede incl. de to naboslot. BER må ikke overstige 0.001.



Modtagerinterferens

Denne test kontrollerer kvaliteten af en forbindelse ved tilstedeværelsen af et andet DECT signal i samme timeslot, men på en anden frekvens. Forbindelsen etableres ved et input level på -73 dBm og amplituden af det interfererende signal justeres afhængig af hvor langt det er fra den benyttede kanal. Værdierne ses i tabellen på næste side. BER må ikke overskride 0.001.

Inteferer på ch. Y	Level
$Y = M$	-83 dBm
$Y = M \pm 1$	-58 dBm
$Y = M \pm 2$	-39 dBm
$Y = \text{andre ch.}$	-33 dBm

Intermodulation

CTR06 foreskriver 2 intermodulationsmålinger:

- Modtager intermodulationskvalitet
- Udstråling på grund af intermodulation

Modtager intermodulationskvalitet

Testen undersøger, hvorledes en modtager påvirkes af et intermodulationsprodukt af et DECT lignende signal og en umoduleret bærebølge på den benyttede kanal.

Kombinationen af benyttet kanal, umod. bærebølge og DECT interferenssignalet ses herunder.

Målte ch.	CW interferer	DECT interferer
5	7	9
5	3	1
0	2	4
9	7	5

De interfererende signaler skal have en amplitude på -46 dBm. Deres intermodulationsprodukter vil optræde på modtagerindgangen med et meget lavere niveau.

På den benyttede kanal etableres loopback ved et level på -80 dBm. BER må ikke overskride 0.001.

Udstråling på grund af intermodulation

Målingen skal vise niveauet af intermodulationsprodukter genereret på en hvilken som helst DECT kanal som kombinationen af to transmittere på samme timeslot, men på forskellige frekvenser. Testen kræver to transmittere og skal udføres for alle kombinationer af kanalpar. I eksemplet her vises kun ch 0 og 9.

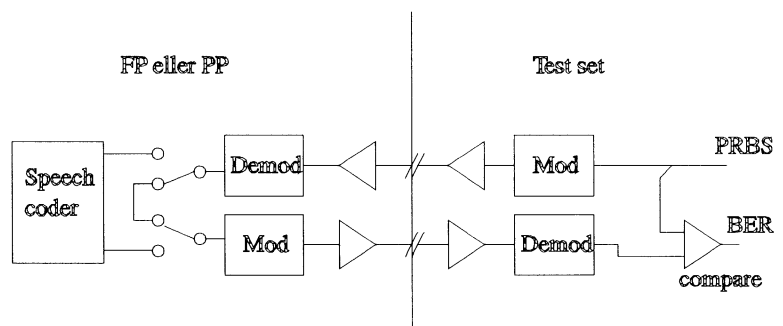
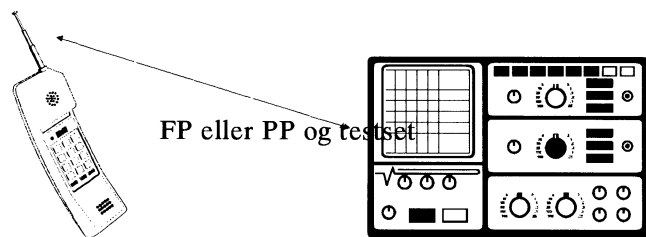
Først placeres den ene transmitter i loopback mode på kanal 0 og dens NTP måles. Derefter stoppes denne sender og målingen gentages med den anden sender på kanal 9. De to målte power levels benævnes som NTP₀ og NTP₉. Nu laves der loopback på begge transmittere samtidig i det samme timeslot, men på hhv ch 0 og ch 9. Power level måles nu på begge kanaler med spektrumanalysator med 100 kHz båndbredde sweepet over et område på 1 MHz centreret omkring den aktuelle kanal. De målte levels benævnes P_{ref0} og P_{ref9}.

Nu flyttes begge transmittere til kanal 3 og 9, men stadig i samme timeslot. Power levels måles nu igen på kanalerne 0 og 9. Disse levels benævnes P_{m0} og P_{m9}. Power på grund af intermodulation beregnes nu således:

$$\text{ch 0 udstråling} = \text{NTP}_0 - \text{P}_{\text{ref0}} + \text{P}_{\text{m0}}$$

$$\text{ch 9 udstråling} = \text{NTP}_9 - \text{P}_{\text{ref9}} + \text{P}_{\text{m9}}$$

Den største tilladte udstråling er 1 μW .

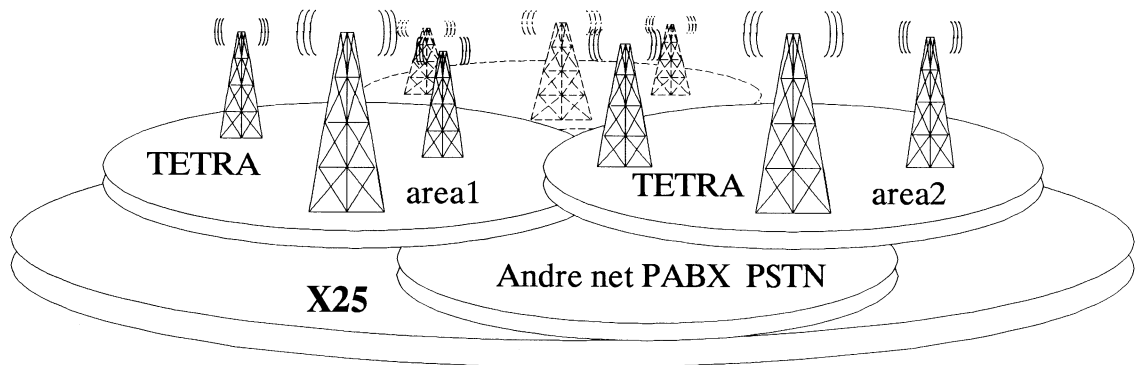


Blokdiagram af testopstilling

DECT CTR-06 Test		
CTR-06 Section 7	Accuracy and stability of RF carriers	Side x
CTR-06 Section 8.3	Jitter	Side x
CTR-06 Section 10	Transmitted Power	Side x
CTR-06 Section 11	Frequency Drift	Side x
CTR-06 Section 11	RF Carrier Modulation	Side x
CTR-06 Section 12.2	Emissions due to modulation	Side x
CTR-06 Section 12.3	Emissions due to transmitter transients	Side x
CTR-06 Section 12.5	Spurious Emissions	Side x
CTR-06 Section 12.4	Emissions due to Intermodulation	Side x
CTR-06 Section 13.1	Radio Receiver Sensitivity	Side x
CTR-06 Section 13.2	Radio Reference Bit Error Rate	Side x
CTR-06 Section 13.4	Radio Receiver Blocking case 1	Side x
CTR-06 Section 13.5	Radio Receiver Blocking case 2	Side x
CTR-06 Section 13.6	Receiver Intermodulation Performance	Side x

TETRA

TETRA (Trans European Trunked Radio)



Ud over mobiltelefonsystemerne NMT og GSM samt personsøgesystemerne OPS og ERMES findes der de såkaldte LMR (landmobile radiosystemer), disse benytter typisk separate frekvensbånd, fx 4m og 2m.

Abonnentantallet for LMR systemerne udgjorde i 1992 ca. 170 000, til sammenligning var der på samme tidspunkt ca. 200 000 NMT abonnenter. Det er altså et ikke ringe antal brugere, der benytter disse tjenester.

Mest kendt er vel DSB, taxi, dyrlæger, falck og forskellige håndværkerfirmaer. De fleste af disse systemer har tildelt en eller nogle få frekvenser. Systemerne har ikke adgang til PSTN nettet. For år tilbage var det udmærkede systemer, men i dag, hvor behovet for mobilkommunikation er vokset eksplosivt, har LMR systemerne nogle væsentlige ulemper:

- I områder med stort trafikbehov vil den faste kanaltildeling hurtigt føre til kapacitetsmangel.

- Dækningsområdet er ofte utilstrækkeligt.
- Forbindelser kan aflyttes
- Der er ikke forbindelse til PSTN nettet
- Der benyttes analog modulation, hvorfor datatransmission kun er mulig i begrænset omfang.

Disse ulemper har ført til nytænkning på området og resultatet er blevet TRUNKED RADIO.

Trunked radio kan ikke i sig selv udvide frekvensbåndene, men ved forbedret udnyttelse af de eksisterende kanaler vil brugerne opleve et betydelig bedre system.

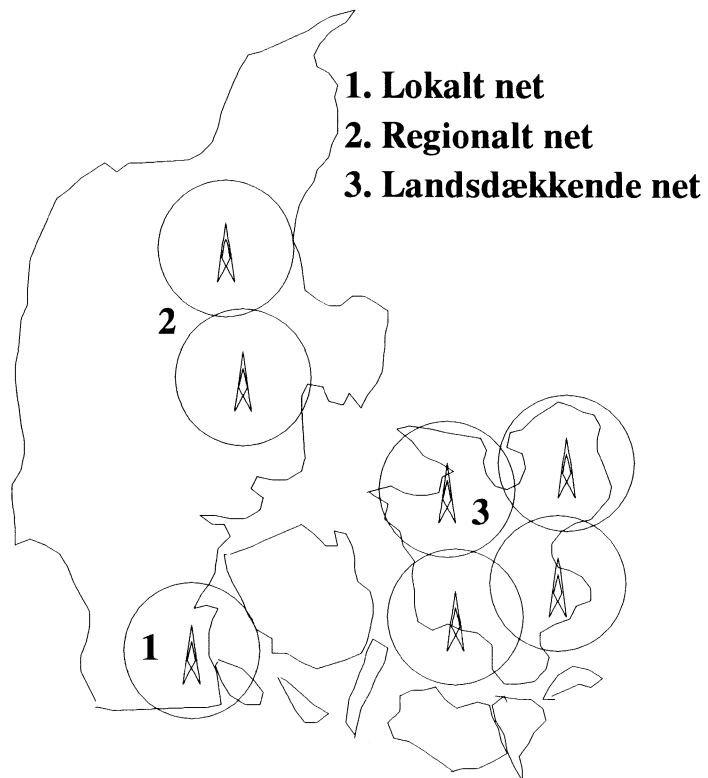
Det grundlæggende princip i trunked radio er at samle flere brugergrupper og et antal radiokanaler i såkaldte trunk grupper. En kanal tildeles kun på brugernes anmodning, og indrages så snart den ikke benyttes mere. Hvis en kanal er optaget tildeles blot en anden. Dette var ikke muligt i LMR systemet.

Trafikken bliver altså spredt over et større eller mindre antal kanaler, afhængig af trafiktætheden i det pågældende område.

Udover den forbedrede udnyttelse af frekvensspektret giver trunked radio andre væsentlige fordele:

- Lavere installationsomkostninger. (Fælles basisstationer).
- Mulighed for at tilpasse dækningsområdet til kundens behov ved cellestruktur.
- Ingen fare for aflytning på grund af digital transmission med kryptering.
- Øget kapacitet når kanaler kun tildeles når dette er påkrævet.
- Mulighed for adgang til PSTN nettet.
- Mulighed for selektivkald, variable gruppekald og prioriterede kald.
- Forbedret talekvalitet og datakapacitet.

TETRA nettet kan opbygges som små lokale net, der dækker et afgrænset geografisk område.



Men det vil også være muligt at samle flere basisstationer til et regionalt system eller et landsdækkende system. Der vil være mulighed for roamingaftaler mellem de enkelte net.

TETRA standarden

Sammenholdt med udbredelsen af GSM systemet forventes det at behovet for trunked radio, heriblandt TETRA, vil vokse støt og nå ca. 5mill. abonnenter indenfor de næste 10 år.

Ingen af de eksisterende trunked radio systemer er tilstrækkeligt flexible hvad angår muligheden for at overføre både tale og data. MPT1327 (britisk standard) tillader kun en meget lav bit rate udover taleinformation og kan således ikke overføre fax.

For at skabe en harmonisering af de eksisterende systemer på det europæiske marked blev der i 1988 under ETSI påbegyndt et standardiseringsarbejde under betegnelsen MDTRS (mobile digital pan-european trunked radio network). I slutningen af 1991 gik man over til betegnelsen TETRA (trans-european trunked radio).

TETRA standarden er opdelt i 12 serier, der hver især beskriver de forskellige aspekter af systemet.

Oversigt over de 12 serier i TETRA standarden	
Serie	Indhold
01	General aspects, terminology
02	Definition and description of the services
03	Definition of the network functions
04	Description of the air interface protocols
05	Description of radio path functions
06	Description of voice coding and voice transmission functions

07	Description of terminal equipment interfaces and authorization guidelines
08	Description of protocols for supplementary services
09	Definition of interworking functions
10	Interface definition for connection to ISDN and X25
11	Adaptation aspects
	Administrative aspects

Under TETRA er der udviklet 3 standarder:

- Voice and Data, V + D
- Data optimized standard, DO
- Direct mode standard, DM

TETRA V + D standarden beskriver det digitale system, der er en direkte efterfølger af de eksisterende trunkede systemer.

DO standarden beskriver et pakkeorienteret trunked radio system.

DM standarden er endnu ikke færdigudviklet men der er planer om at tillade to mobilstationer at kommunikere direkte uden brug af basisstation og uden kontrol fra et overordnet system.

Disse tre standarder vil benytte samme transmissions-teknik og hvis det er muligt også samme radioudstyr.

Et andet aspekt af standardiseringen er at eliminere forskelle, der idag ses mellem lokale og regionale systemer, og opnå et system, der kan benyttes overalt i europa.

Tjenester i TETRA

Set ud fra hvilke tjenester der udbydes, kan standarden for datatransmission DO betragtes som en del af V + D standarden da begge bygger på pakkeorienteret overførsel, blot med den forskel at V + D også tilbyder taleoverførsel.

For TETRA V + D findes der 4 typer af opkald:

- Individuelt kald

Kald til en enkelt abonnent og etablering af punkt til punkt forbindelse.

- Gruppekald

Punkt til multipunkt opkald, hvor den kaldende part kalder udvalgte abonnenter. Opkaldet sker meget hurtigt da der ikke er kvittering fra de kaldte parter. Forbindelsen sker som halv-duplex blot ved anvendelse af sendetast.

- Kvitteret gruppekald

Punkt til multipunkt kald hvor de kaldte parter sender kvittering tilbage til den kaldende part. Hvis en kaldt part ikke er på nettet kan den kaldende part vælge enten at droppe opkaldet eller fortsætte uden den/de manglende parter. Som en option kan senere tilkommende parter tilkoble sig når de igen bliver aktive.

- Broadcast kald

Punkt til multipunkt kald i en retning, hvor gruppen, der kaldes, kun kan lytte til den kaldende part.

Følgende pakkeorienterede datatjenester er mulige i TETRA standarden V + D og DO:

- Connection- orienteret pakkeoverførsel svarende til ISO 8208 og CCITT rec. X.25
- Connectionless- orienteret pakkeoverførsel svarende til ISO standarden 8473. Kan benyttes til kvitteret punkt til punkt- eller ikke kvitteret punkt til punkt samt punkt til multipunkt forbindelser.

	TETRA V + D	TETRA DO
Bea- rer servi- ces	7.2 kBit/s channel-switched unprotected speech	
	< = 19.2 kBit/s channel-switched data	
	< = 28.2 kBit/s channel-switched unprotected data	
	connection oriented packet transmission	connection oriented packet transmission
	connectionless packet transmission in standard format	connectionless packet transmission in standard format
	connectionless packet transmission in special format	connectionless packet transmission in special format
Tele servi- ces	4.8 kBit/s speech	
	coded speech	

TETRA systemet giver følgende rene taletjenester:

- Individuelle kald
- Gruppekald
- Nødopkald
- Talemaskinekald
- Konferencekald

TETRA systemet giver følgende data og tekst tjenester:

- Grupperkald
- Statusrapport
- Datatelegrammer
- E-mail
- Nødtelegrammer
- Fax og videotekst

Sammen med Voice and Data services vil TETRA abonnenter også kunne tilbydes følgende faciliteter:

- Indirekte adgang til PSTN, ISDN eller PBX via en gateway.
- List Search Call. Her kan man kalde enten en enkelt eller gupper af abonnenter ud fra forud definerede lister.
- Include Call. Under en konversation kan endnu en abonnent kaldes (treparsamtale).
- Viderestilling
- Omstilling
- Begrænsning af indgående eller udgående kald.
- Opkald godkendt af afsender, hvor et ellers ikke tilladt opkald kan godkendes af netoperatør.
- Call Report tillader at den kaldende parts nummer afleveres i tilfælde af manglende svar, således at kaldte part kan ringe tilbage på et senere tidspunkt.
- Abonnent eller brugernummer identifikation.

- Call Waiting benyttes til at indikere hvem der kalder mens man er i en samtale.
- Call holding, connect to waiting, tillader at den, der er i samtale, kan afbryde samtalen og trække den nye part ind, senere kan den første part igen trækkes tilbage.
- Automatisk kø. Hermed kan der gives indikation hvis et kaldt nummer er optaget og genkald vil finde sted når nummeret igen er ledigt.
- Kortnummervalg. Der kan benyttes kortnummer, en facilitet der kan ligge i mobilparten, men også kan findes i TETRA nettet.
- Prioriteret kald
- Prioriteret kald med mulighed for afbrydelse.
- Tarifindikation. Det er muligt enten at vise beløbet løbende under konversationen, eller ved afslutning.
- Mulighed for medlytning for autoriserede personer, (fx politi ell. lign.)

TETRA air-interface

TETRA nettet tænkes opbygget enten som lokale net eller som multicelle net. Terminalerne har en sendeeffekt på 1 til 10 Watt, hvorfor der må påregnes en celleradius i landområder på max 25 km.

Cept har udpeget flere frekvensområder der kan udlægges af de enkelte myndigheder til TETRA. Der er følgende områder:

- 380 - 400 MHz
- 410 - 430 MHz
- 450 - 470 MHz
- 870 - 888 MHz
- 915 - 923 MHz

I opstartfasen forventes at kun 2 * 5 MHz af områderne 410 - 430 MHz og 450 - 470 MHz benyttes, mens hele området senere vil kunne benyttes. Kanalafstanden er 25 kHz med 4 tale eller datakanaler på hver radiofrekvens i TDM/TDMA teknik.

Modulations typen er pi/4 DQPSK (differentiel quadrature phase shift keying).

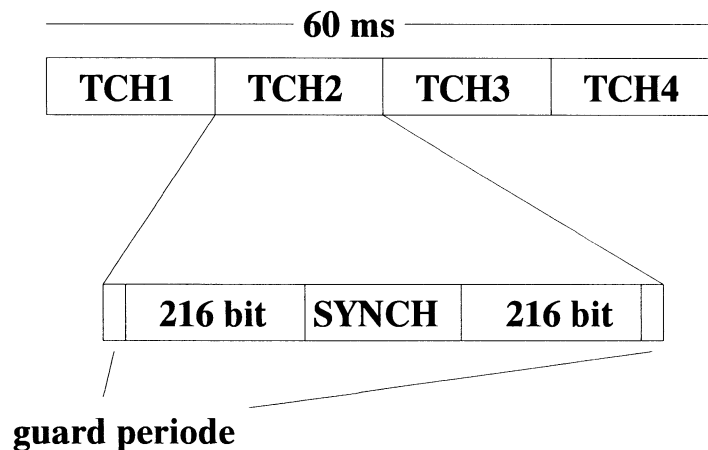
Der benyttes talekodning ved 4.8 kBit/s. Der vil i første omgang blive benyttet half-duplex, med senere udvidelse til full-duplex.

Signaleringen vil foregå efter den såkaldte ALOHA procedure, et dynamisk rammelængde system. Ved DO standarden benyttes ALOHA med DSMA (data sensing multiple access).

Ved TETRA V + D har en ramme en varighed på 14.7 ms, og 18 rammer udgør en multiramme. En slow control frame sendes efter hver multiramme.

Rammestrukturen i TETRA DO er baseret på følgende parametre:

- I downlink strækningen benyttes korte blokke på 128 bit.
- I uplink strækningen benyttes både korte blokke og lange blokke på op til 256 bit.
- Hver blok bliver overført som FEC med en beskyttelses rate på 2/3.
- Konstant udsendelse på downlink.
- DTX på uplinkstrækningen.



Access skema

Der benyttes TDMA teknik med 4 timeslot, hvilket giver 4 samtaler på hver radiofrekvens.

En TDMA frame er 60 ms, hvor hvert timeslot har 432 kodede databit. Alle slot indeholder en synkroniseringsblok (SYNCH), svarende til træningssekvensen i GSM systemet, denne SYNCH kan endvidere benyttes ved beregning af BER, samt til estimering af radiokanalen.

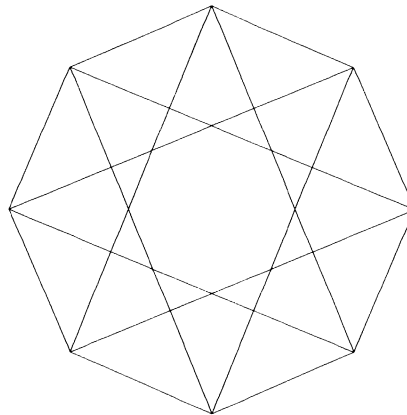
I uplinkstrækningen er der specificeret en powerrampe, både for burststart, linearitet i den aktive del og en guard periode for at undgå kollision med nabo burst. På ba-

sisstationen er senderen konstant aktiv, og der er derfor ikke nogen powerrampe.

Kanal afstand

Der benyttes 25 kHz kanalf afstand, som også er kendt fra LMR systemer. Det betyder, at TETRA kan benyttes i samme bånd som eksisterende LMR systemer. Dette kræver dog, at nabokanaleffekten er tilstrækkelig lav, et problem, der naturligvis er størst for TETRA, der i kraft af TDMA teknikken har stort spektralindhold.

Specifikationerne kræver således, at effekten i nabokanalerne er - 60 dB under carrier.



Modulation

Der benyttes $\pi/4$ DQPSK modulation ved 18 kBaud. Modulationstypen overfører 2 bit ad gangen, hvilket giver en bruttobitrate på 36 kBit/s.

Når der fratrækkes guardbit, rampebit ol. opnås 4 kanaler, hver med en bitrate på 7.2 kBit/s.

Der er 3 fordele ved at benytte $\pi/4$ DQPSK modulation:

- 2 bit overføres samtidig, hvilket giver en båndbreddeeffektivitet på 2 bit/Hz/sek.
- Da informationen overføres som faseændringer, kræves ikke kendskab til den absolutte fase.

- Der forekommer ikke overgange mellem symboler, hvor amplituden går gennem nul, hvilket letter konstruktionen af PA trinnet.

Talekodning

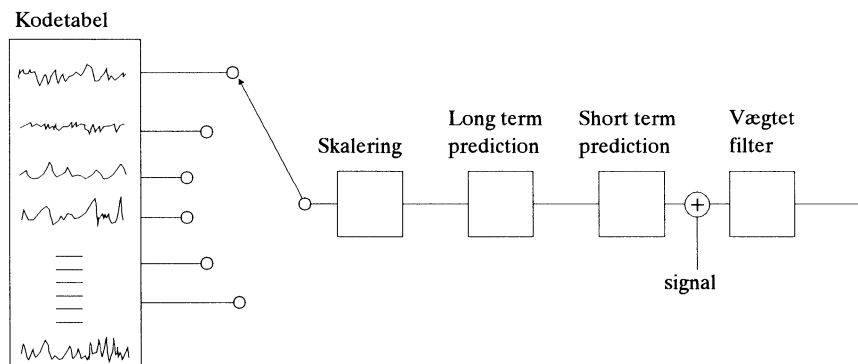
At det er muligt at overføre 4 digitale talekanaler på den samme plads som kræves af 1 analog PM kanal skyldes en effektiv talekoder.

Den koder der er påtænkt til TETRA har et input på 104 kBit/s, der reduceres ned til 4.8 kbit/s, dvs. en kompressionsfaktor på ca. 20.

Metoden, der benyttes for at opnå en så stor kompression samtidig med en god talekvalitet, er den såkaldte analyse ved hjælp af syntese.

Grundprincippet består i, at man påvirker nogle parametre der styrer et syntesekredsløb, indtil synteseoutputtet svarer til indgangssignalet.

Kodningsprincippet kaldes CELP (code excited linear prediction). Syntesen i en sådan CELP koder består af følgende hovedblokke:



- En kodetabel bestående af et stort antal forskellige sekvenser (i almindelighed brudstykker af hvid gaussisk støj).
- Et variable gain trin.
- Et long-term digital filter danner model for den finere struktur i talesignalet, der er dannet af stemmebåndet.
- Et short term digital filter der danner model for den grove spektralopdeling af talesignalet, der skyldes resonanskamre i svælget, mund- og næse hulerne.

- Et digitalt vægtet filter.

Filterkoefficienterne udledes normalt af det øjeblikkelige og det tidligere talesegment ved hjælp af lineær prediction.

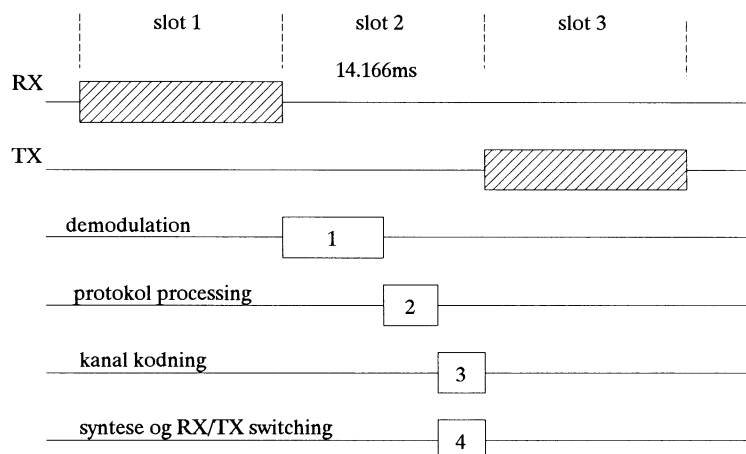
CELP kodeprocessen består i at finde en sekvens i kodetabellen der ligner den aktuelle sekvens mest muligt. I stedet for at skulle overføre en mængde data, er det tilstrækkeligt at informere modtageren om et indeksnummer i kodetabellen, da denne tabel også er kendt på modtagersiden.

Kanalkodning og interleaving

Kanalkodningen består i tilføjelse af redundansbit, dette giver mulighed for på modtagersiden at foretage bitfejlkorrektion.

Hvis en fejlkorrektion ikke er mulig, findes der tre løsningsmodeller, enten at droppe den pågældende sekvens, anmode om retransmission eller at erstatte den manglende sekvens med den mest sandsynlige sekvens fra kodetabellen.

Af disse løsninger vil det ved tale kun være den første eller den sidste der vil kunne benyttes, da en retransmission ikke vil kunne nå tidsmæssigt.



De fleste typer kanalkodere giver bedst beskyttelse mod bitfejl når disse ligger spredt jævnt hen over bitmønsteret. Ved mobil radiokommunikation vil den såkaldte rayleigh fading medføre at bitfejl kommer i "klumper".

For at undgå dette problem foretages interleaving, hvor bittene, der skal overføres, først læses ind i en hukommelse linie for linie, og derefter udlæses kolonne for kolonne. Herved vil samlede blokke af fejlbæftede bit der opstår på radiostrækningen blive spredt når der i modtageren foretages deinterleaving.

Denne interleaving er mest effektiv, når bittene spredes mest muligt, men herved fremkommer et delay, der sætter en grænse for hvor meget en bruger kan acceptere.

Frekvenskorrektion og synkronisering

Frekvensreference og bursttiming styres fra basisstationen.

En FCCH kanal sendes periodisk for at mobilstationerne kan foretage lås af deres frekvenssyntese til basisstationen. En FCCH kanal udsender udelukkende "1"ere hvilket giver et genkendeligt mønster, der ikke kan forveksles med andre data. Denne FCCH resulterer i et konstant faseskift på $\pi/4$ radianer per symbol periode. Dette betyder et frekvensoffset på 2,25 kHz ved en modulationsrate på 18000 symboler pr sek.

Tilstedeværelsen af FCCH kanalen giver samtidig en grov timing, hvor den nøjagtige timing findes ved at op-søge en kendt træningssekvens.

TETRA logiske kanaler

Som det kendes fra GSM systemet, er overførslen i TETRA også baseret på logiske kanaler:

Trafikkanaler

Nyttedata overføres på TCH (trafikkanaler), hvoraf der findes 5 forskellige typer:

- TCH/SUI Trafikkanal for ubeskyttet tale ved 4.8 kBit/s.
- TCH/SC Trafikkanal for beskyttet tale ved 7.2 kBit/s.
- TCH/DCO Trafikkanal for connection-orienteret pakke-transmission.
- TCH/DCL Trafikkanal for connectionless pakke-transmission.
- TCH/DCM Transmission af kredsløbs mode data.

Kontrolkanaler

Kontrolkanalerne overfører signaleringsdata; der findes 3 forskellige typer:

- FCCH Fast control channel.
 - BCHd Broadcast channel.
 - SCCH Slow control channel.
- Se også tabellen på næste side.

Transmission	Group	Channel	Designation
FCCH Fast control channel			
MS -> BS	FCCCH	FRACHu	Fast random access channel
BS -> MS	FCCCH	FPCHd	Fast paging channel
MS <-> BS	FCCCH	FSCH	Fast signalling channel
MS -> BS	FACCH	FARACHu	Fast associated random access channel
BS -> MS	FACCH	FAPCHd	Fast associated paging channel
MS <-> BS	FACCH	FASCH	Fast associated signalling channel
BCHd Broadcast channel			
BS -> MS	BCHd	BCCHd	Broadcast control channel
BS -> MS	BCHd	FRCCHd	Frequency correction channel
BS -> MS	BCHd	SCHd	Synchronization channel
BS -> MS	BCHd	FBCCHd	Fast broadcast channel
SCCH Slow control channel			
MS -> BS	SCCCH	SRACHu	Slow random access channel
BS -> MS	SCCCH	SPCHd	Slow paging channel
MS <-> BS	SCCCH	SSCH	Slow signalling channel
MS <-> BS	SCCCH	SACCH	Slow associated control channel

FCCCH

En FCCCH (fast common control channel) udgør en del af en FCCH. Dette er en ikke permanent kanal som deles af alle mobilterminaler.

Der kan være en eller flere FCCCH på en enkelt basisstation. I situationer med megen trafik kan en FCCCH erstattes af en TCH, i dette tilfælde vil en SCCCH erstatte FCCCH, men ved en mindre datarate.

FCCCH er opdelt i følgende kanaler:

FRACHu (fast random access channel). Mobilstationen benytter denne kanal ved registrering eller ved opkald mod nettet.

FPCHd (fast paging channel). Kanalen bruges ved selektiv adressering mod en mobilterminal fra nettet.

FSCH (fast signalling channel) Dette er en bidirektional kanal, der bruges til signalering så som registrering, authentication, der afvikles inden der kan afvikles trafik.

FACCH

En FACCH (fast associated control channel). er bidirektional, og tilhører FCCH gruppen, men benyttes sammen med en TCH (trafikkanal).

FACCH er opdelt i følgende kanaler:

FARACHu (fast random associated random access channel) benyttes af mobilstationen ved opkald mod nettet.

FAPCHd (fast associated paging channel) benyttes til selektivt kald af en mobilstation fra nettet.

FASCH (fast associated signalling channel) bruges til forskellig signalering som clear down, svar på opkald, adressering, authentication og meddelelse om ekstra tjenester.

BCHd

En BCHd (broadcast channel) benyttes kun i downlink strækningen til systeminformation. Kanalen er opdelt i 4 typer.

BCCHd (broadcast control channel) bruges til information om basisstationen og de frekvenser, der benyttes på denne, frekvenser for nabostationer, kanalorganisatio-

nen og andre netinformationer, der vedrører mobilstationerne.

FRCCHd (frequency control channel), bruges af mobilstationerne til at sikre frekvensstabiliteten ved at disse låser sig til basisstationen.

SCHd (synchronisation channel), benyttes til at give synkroniseringssignal for bit, frame, multiframe og scrambling til mobilstationen.

FBCCHd (fast broadcast channel), benyttes til trafik relateret information der kan ændres dynamisk af nettet.

SCCH

En SCCH (slow control channel), er en permanent kanal der deles af alle mobilstationer. Hvis fx en FCCH overtages af anden information vil en SCCH overtage funktionen, men med mindre informationsmængde.

SCCCH (slow common control channel), som er en SCCH er opdelt i følgende 3 kanaler:

SRACHu (slow random access channel) bruges af mobilstationen ved opkald mod nettet.

SPCHd (slow paging channel) bruges af nettet ved paging af mobilstationen.

SSCH (slow signalling channel) bruges i begge retninger ved informationsoverførsel når der ikke afvikles trafik.

SACCH (slow associated control kanal) er en anden SCCH der findes sammen med en trafikkanal og bruges til bl.a. time advance parameter.

TETRA radio protokoller

I dette afnit forklares kort hvorledes protokollerne for de 3 laveste lag i OSI modellen er standardiseret.

Database management	Network service (NS)	Layer 1 Network layer
	Mobility management (MM)	
	Logical link control (LLC)	Layer 2 Data link layer
	Medium access control (MAC)	
	Physical	Layer 3 Physical layer

Lag 1: Bit transmission

Formålet med lag 1 er:

- Scrambling
- Pakning af bit til fysiske burst
- Modulation og demodulation
- Frekvens, bit og burst synkronisation
- Måling af kanalkvalitet

Lag 2: Data Link

Data link laget er opdelt i 2 lag:

LLC lag (logical link control)

LLC protokollen er en simplificeret version af CCITT LAPD protokol. Data mængden i op- og downlink er ofte forskellig, og LLC protokollen er derfor i stand til at kunne håndtere dette.

Funktionerne i protokollen er:

- Sammensætning/ opdeling af lag 3 telegrammer.
 - Kontrol af dataflow
 - Sekvenskontrol af modtagne datablokke
 - Multiplexning/demultiplexning af timeslot til frames.
- Fejldetektering.

MAC lag (medium access control)

Dette lag omfatter en fuld-duplex protokol, der fordeler informationen til de aktuelle up- og downlink kanaler.

MAC lag protokollen omfatter:

- Multiplexning af logiske kanaler til fysiske kanaler.
- Dekode de enkelte burst, slot, frame og multiframe-strukturen, og herudfra generere den korrekte reaktion.
- Interleaving
- Retransmission (ARQ)
- Opdeling af LLC telegrammer i den maksimalt tilladte bloklængde.
- Kodning og FEC (forward error correction)
- Kollisions detektering

Lag 3: Netværk

Netværkslaget har til formål at:

- Foretage identifikation og authentication af abonnent.
- Lokations registrere.
- Etablere og afslutte forbindelser.
- Understøtte roaming.
- Prioritere.
- Netværksudvælge.

Andre TETRA aspekter

Uanset om der benyttes TETRA V + D eller DO transmission, sker dette ved en bitrate på 36 kBit/s brutto og 19.2 kBit/s netto. Etablering af en forbindelse skal ske på mindre end 300 ms. I DO vil der maksimalt gå 100 ms for overførsel af en 128 bit datapakke.

TETRA understøtter roaming mellem forskellige lokationer indenfor samme system, såvel som mellem forskellige systemer. På basis af løbende monitoring af transmissionskvaliteten vil en mobilstation selv kunne afgøre hvornår det vil være formålstjenligt at skifte til en anden basisstation. Hvis kvaliteten er så dårlig, at der foretages handover, skal dette indledes med en registrering og autentikation og en opdatering af lokationsregister. For at give et så flexibelt net som muligt, kan en mobilstation godt være registreret i mere end et område.

Hvis en mobilstation bevæger sig over i et andet systemområde vil den besøgte basisstation rette en forespørgsel til mobilstationens hjemmeområde for at få autentikationsparametre og diverse andre data.

TETRA understøtter ikke handover, dette skyldes at op-sætningstiden kun andrager ca 300 millisekunder, hvilket ikke vil virke generende.

På netsiden er der mulighed for forbindelse til andre private/offentlige net så som PABX, PDN, PSTN og ISDN eller andre TETRA netværk.

Fordele ved TETRA

Fordelene ved TETRA er mange, her skal bl.a. nævnes:

- Hurtig opsætning
- Roaming
- Udvidet dataservice
- Sikker taleoverførsel
- Alle datatyper
- Fleet management
- Digital lokalradio for trafikinformation.

Konklusion

Sammenlignet med de eksisterende systemer, som NMT og GSM, TACS og C-450 for at nævne nogle eksempler, har TETRA fordele i kraft af den simple infrastruktur, og dermed lavere omkostninger. Fordele som gruppekald, der ikke er mulig i de øvrige systemer og muligheden for prioritering, vil formodentlig betyde at TETRA vil få en stor betydning inden for de nærmeste år.

ERMES

Som et led i internationaliseringen af de forskellige radio-tjenester er turen nu også kommet til personsøgetjenesten, der som bekendt i øjeblikket hedder OPS.



ERMES

ERMES (European Radio Message System) er et nyt paneuropæisk personsøgesystem med international roaming. Systemet er specificeret af ETSI.

Ved udarbejdelsen af denne standard har såvel telemyndighederne som industrien medvirket på samme måde, som det kendes fra NMT og GSM.

Ialt har 30 forskellige telemyndigheder underskrevet MoU (Memorandum of understanding), hvor bl.a. starttidspunkt for tjenestens indførelse er fastlagt.

Ifølge MoU skal 50% af befolkningen i de enkelte lande have dækning i 1995. Fuldt udbygget skal 80 % være dækket i 1997.

ERMES Grundstruktur

Som vi kender det fra OPS systemet benytter ERMES en digital cifferoverførsel.

Genkendelsen af de enkelte abonnenter sker ved hjælp af en adresse, RIC (Radio Identity Code), der er en 35 bit kode der er opbygget således, at hvert enkelt land har rådighed over 32 mill. abonnenter.

I ERMES er der fire mulige driftsarter:

- Kun tonemodtagelse

ERMES giver mulighed for modtagelse af op til 8 forskellige akustiske eller optiske signaler pr. RIC.

- Cifferoverførsel

ERMES giver mulighed for overførsel af op til 20 cifre pr. opkald.

- Alfanumerisk overførsel

ERMES giver mulighed for at overføre op til 400 tegn pr. opkald.

- Transparent datatransmission

ERMES giver mulighed for at foretage fjernstyring eller fjernovervågning. I denne funktion er det muligt at overføre datablokke på op til 64 kBit pr. opkald. Ved denne tjeneste deles disse data op i mindre blokke, der hver tildeles et "Link Number". Den første blok, der skal overføres, får tildelt det højeste "Link Number". Afhængig af trafikken overføres de enkelte blokke på forskellige tidspunkter, og i modtageren lagres disse blokke i hukommelsen, og når link nummer 0 er modtaget, samles de til den endelige datablok.

Frekvensplan

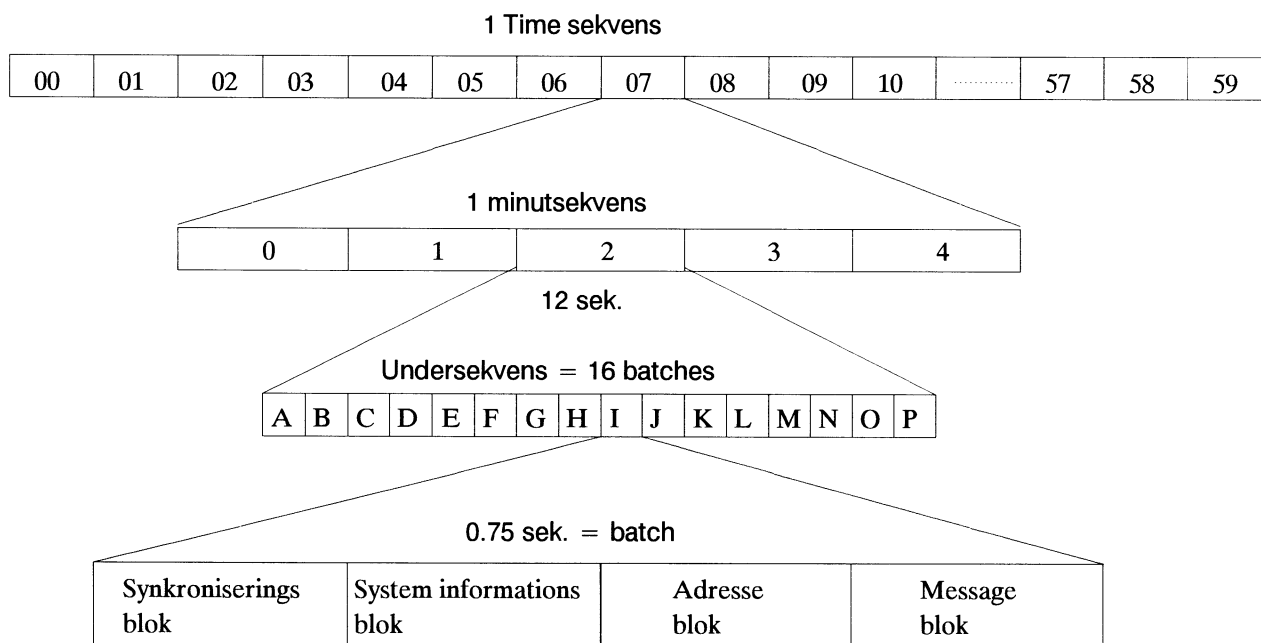
For ERMES er der reserveret 400 kHz i frekvensområdet fra 169,4 - - 169,8 MHz. Området er opdelt i 16 kanaler med 25 kHz afstand. Modtagerne skanner alle kanaler og synkroniserer sig automatisk til en af de disse kanaler.

Radiosnitfladen

I ERMES er radiosnitfladen udlagt således, at der kan benyttes FDMA, TDMA eller en kombination af begge typer. Herved opnås, at forskellig trafikintensitet kan håndteres på den bedst mulige måde. Ligeledes tillader det, at flere operatører dækker de samme geografiske områder.

ERMES Protokollerne

Den overordnede struktur består af en sekvens med en varighed på 1 time. Alle net refererer til UTC af hensyn til co-ordination mellem forskellige net. Denne sekvens er opdelt i 60 enheder på hver 1 minut. Minutsekvenserne er opdelt i 5 undersekvenser på 12 sek.



En undersekvens er opdelt i 16 såkaldte batches, hver batch identificeres ved hjælp af bogstaverne A til P.

I ERMES systemet er standardiseret 16 modtagerklasser. Hver modtagerklasse tilhører sin egen batch. Batchtypen er angivet i de 4 sidste bit i adressekoden.

Hver batch består af 4 bitrammer:



Synkronisering

Synkroniseringsblokken er på 60 bit hvor de første 30 er en såkaldt preamble, og de sidste 30 bit indeholder det egentlige synkroniseringssignal.

Systeminformation

I systemblokken er følgende indhold:

Landskode

Operatørkode

Zonenummer

Frekvenser der benyttes af denne operatør

Cyklusnummer

Undersekvensnummer

Batch type

Adressekodningsblokke

I disse blokke er adresser på modtagere for hvem der findes telegram i den efterfølgende batch.

Efter den sidste adresse indsættes et sluttegn, hvis der ikke er nogen telegrammer, sendes 5 sluttegn.



Tekstblokke

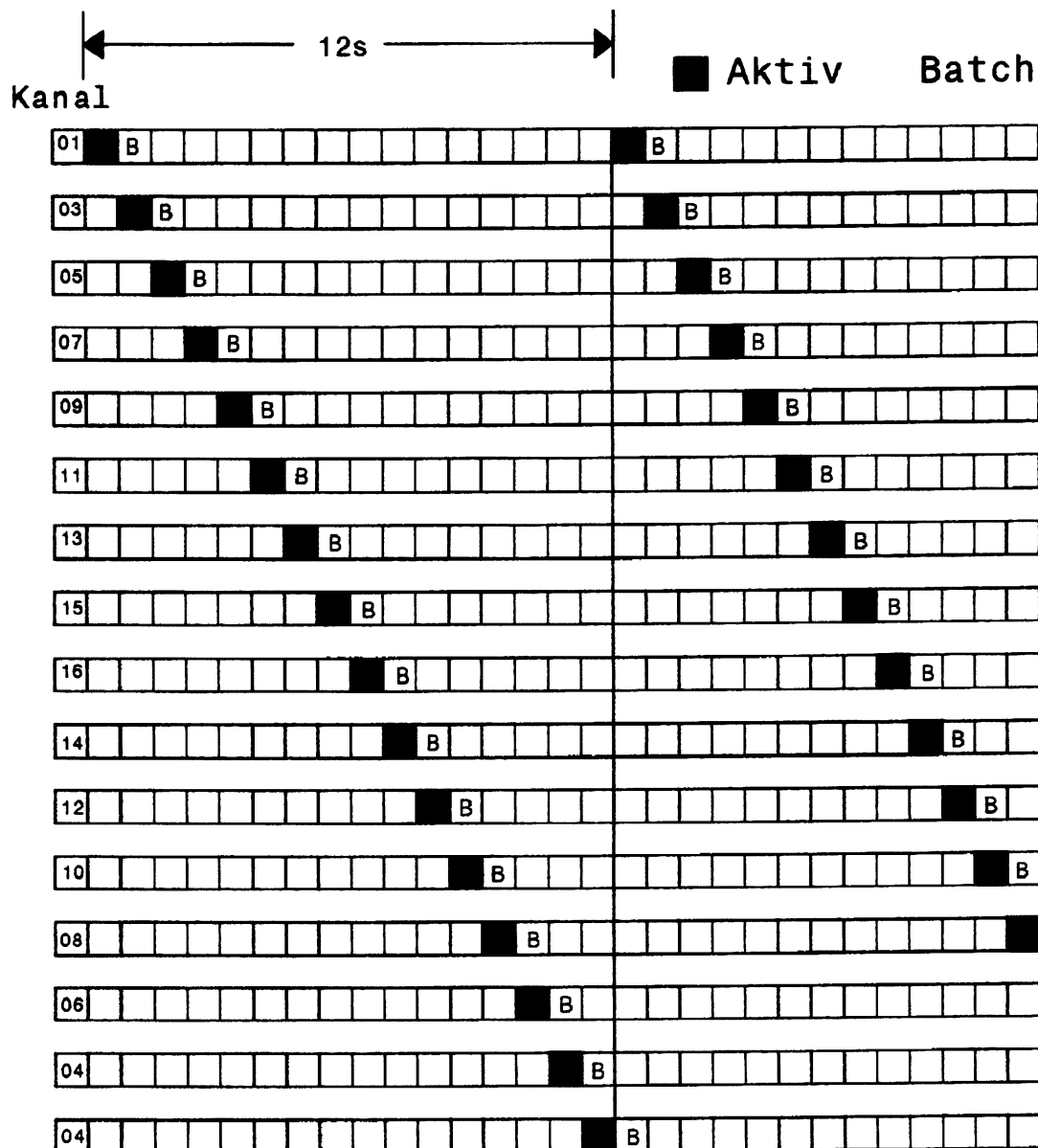
I tekstblokkene placeres den egentlige information der skal overføres til adressaten.

Hver tekstramme begynder med en header, bestående af 36 bit, der indeholder den pågældende adresse og et telegramnummer.

På figuren på næste side ses hvorledes kanalskanningen og synkroniseringen finder sted.

En ERMES modtager, der er synkroniseret til en basisstation, behøver kun at være aktiv når dennes batch udsendes. Afhængig af netstrukturen kan der forekomme pauser på op til 12 s mellem samme batch.

I denne tid behøver modtageren kun at være aktiv i ca. 0,75s.

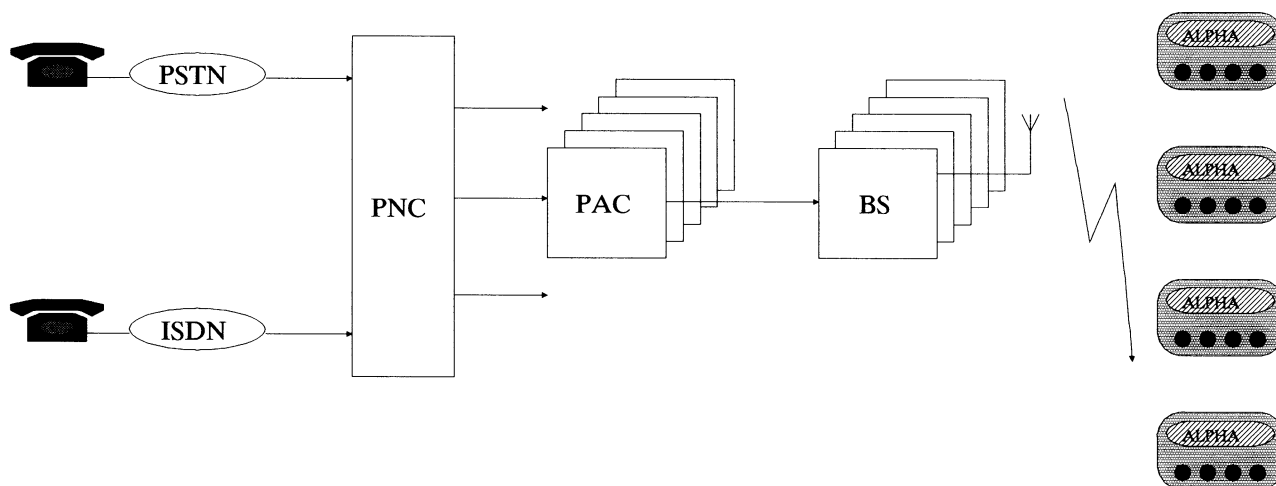


Derfor kan strømforbruget holdes på et meget lavt niveau. Det må derfor forventes, at ERMES modtagerne vil kunne være i drift i flere hundrede timer uden batteriskift.

Det vil være meget sandsynligt, at der vil fremkomme modtagere på markedet, der kan være indbygget i armbåndsure.

Netstruktur

Netstrukturen i ERMES ligner i det væsentlige strukturen i OPS og andre personsøgesystemer.



Paging Network Controller (PNC)

Denne central danner interface til det faste telefonnet. Her bliver de enkelte opkald registreret og konverteret til et format, der kan overføres til PAC (paging area controller).

I centralen findes også et HLR (home location register), her findes alle relevante data for den pågældende abonnent.

I hver senderzone findes en Paging Area Controller, der styrer trafikken til de enkelte basisstationer og samtidig overvåger disse.

Basisstation

I basisstationen findes senderen og de antenner, der er nødvendige for at sikre dækningen af det pågældende område.

ERMES modtageren

Ermes modtageren danner det sidste led i kæden, og indeholder ud over en superheterodynmodtager den nødvendige

dekoder samt displaystyring afhængig af hvilken type det drejer sig om, kun tone, numerisk eller alfanumerisk.

Modtageren indeholder en nummerkodning der bestemmer hvilken adresse modtageren skal tildeles.

ETSI specifikationerne omfatter to vigtige interfacepunkter.

Det ene beskriver overgangen mellem telefon-datanet og PNC, det andet beskriver airinterface.

Begge overgange er i det væsentlige protokolovergange.

Systemopbygningen mellem PNC og basisstation kan den enkelte producent selv specificere.

Airinterfacet betyder således at forskellige producenter kan fremstille modtagere efter deres eget koncept, blot det svarer til airinterfacet.

Radiostrækningen

Frekvensmæssigt er der tildelt 400 kHz i frekvensområdet mellem 169,4 - 169,8 MHz. Området er opdelt i 16 kanaler med en afstand på 25 kHz.

Informationen bliver overført med 6,25 kBit/s.

Modulationsarten er 4PAM/FM. Denne modulationsart er relativ ukritisk og egner sig derfor godt til en radiostrækning hvor dårligt signal/støj forhold forekommer.

Desuden benyttes en kodning af signalet der tillader en høj bitfejlrate.

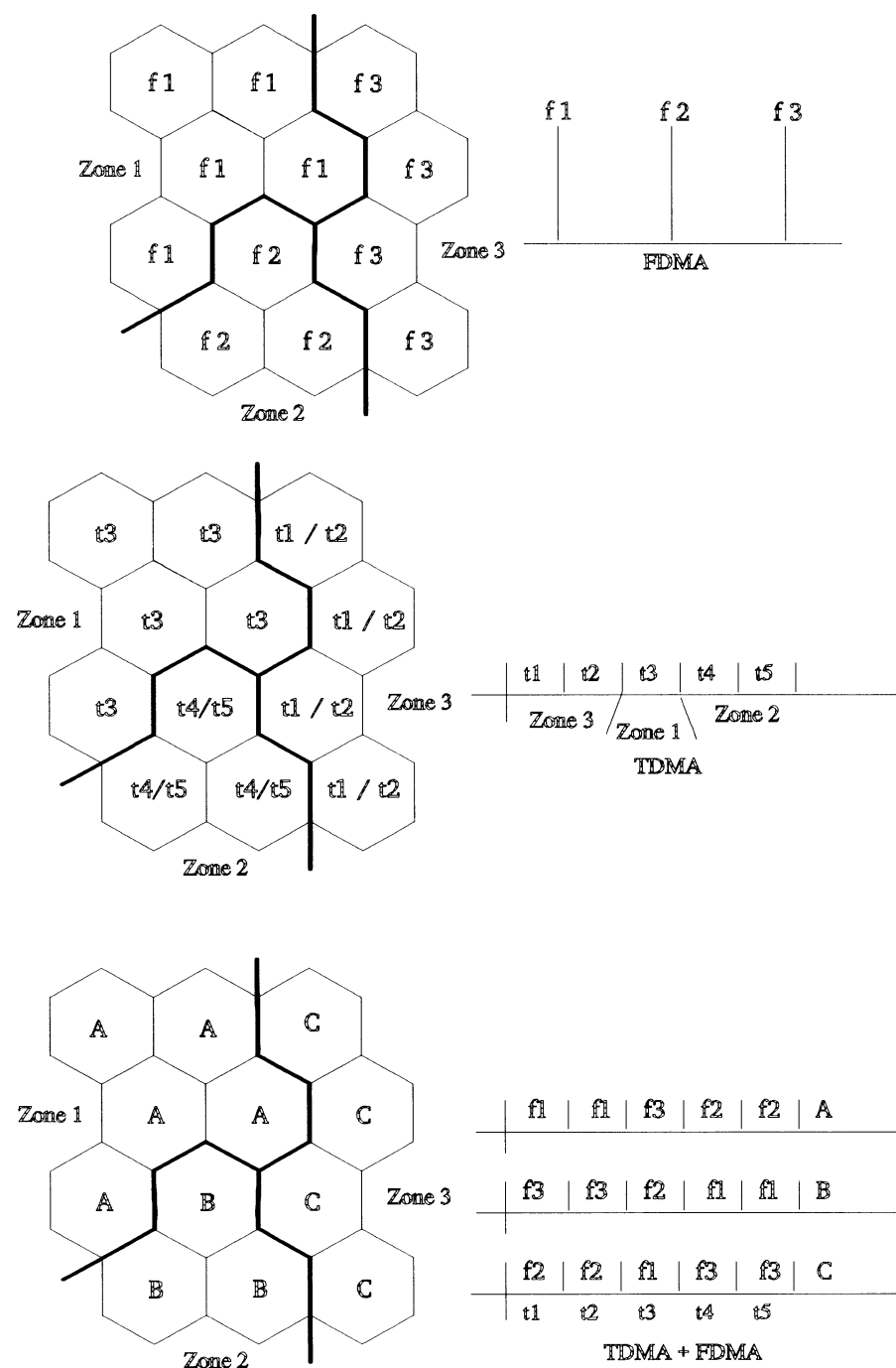
ERMES er et system med mange åbne muligheder, således er tilladt at benytte FDMA eller TDMA eller en kombination af begge. se fig. på næste side.

Det er således muligt at den enkelte netoperatør vælger hvilken metode der skal benyttes.

Serviceområde

På grund af systemspecifikationerne og en standardiseret interface mellem fastnet og ERMES, er det muligt at benytte en tilfældig ERMES modtager i ethvert land der indfører systemet. Det vil sige at en ERMES modtager tildeles et entydigt nummer. På samme måde som vi kender det fra GSM, må der laves roaming aftaler mellem de forskellige operatører.

Der forventes alene i europa ca 16 mill. modtagere i år 2000. Der foregår i øjeblikket en prøvedrift af ERMES i flere lande.



Net anvendelse i ERMES

Informations format

Som vi har set i det tidligere kapitel, består hver batch af 4 blokke eller partitions, vi vil nu beskrive indholdet i disse partitions.

PR	synk	SI	SI	SSI	I *IA	j *APT	K * codeblock
Synk partition		System info partition			Adress. partition		Message partition

Synkpartition

Hver batch begynder med 2 stk 30 bits word, nemlig en preambel og et synkroniseringsord.

Preambel er beregnet til bitsynkronisering og har følgende udseende:

001000100010001000100010001000 (30 bit).

Synkroniseringsordet består af følgende bit:

100010100010000010100000101010.

Der kan benyttes andre synkroniseringsord ved fremtidige protokoller.

System information partition

I system information partition findes netværksinformation og tillægsinformation.

Country code	Operator code	PA code	ETI	BAI	FSI	Cycle no.	SSN	Batch no.	SSI
7	3	6	1	1	5	6	3	4	18

Netværks information

Netværksinformation er:

Landskode, Zone og landskode er baseret på CCITT rec. E212 og er et entydigt nr. bestående af 3 cifre, hvor det første er et zone nr. hvortil det pågældende land hører.

fx DK = 238

Det første ciffer (zone nr. 3 bit) skal sendes til hver pager mindst en gang i timen.

- Operatør kode

3 bit benyttes til at definere op til 8 operatører indenfor et land.

- Paging area kode

6 bit benyttes til at definere op til 64 paging areas.

- Ekstern traffic indikator

ETI 1 bit

- Border area indikator

BAI 1 bit

- Frequency subset indikator

FSI 5 bit

- Cycle number

6 bit (0 - 59)

- Subsequence number SSN

3 bit (0-4)

- Batch number

(4 bit) A - P

SSIT = 0	ZONE	HOURL	DATE	RSVD
SSIT = 1	DAY	MONTH	YEAR	

4

14

Tillægsinformation SSI

I tillægsinformationen findes zone, time dato, måned og år.

SSI opdeles igen i SSIT (4 bit) og SSIF (14 bit)

hvis SSIT = 0 gælder:

- SSIF

Zone = zone nr.

Hour = lokal time fra 00000 til 23 (10111),

Date = dagen nummereret fra 00001 til 11111.

RSVD = reserveret

hvis SSIT = 1 gælder:

●SSIF

Day = ugedag 1 til 7 mandag = 1

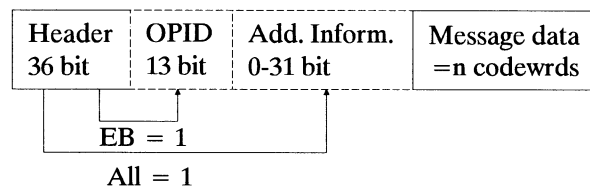
Month = måned 1 til 12 januar = 1

YEAR = år hvor 0000000 = 1990.

Adresse- og informationsblok

Adresseblokken og informationsblokken er koblet sammen i såvel længde som overføringsmæssigt.

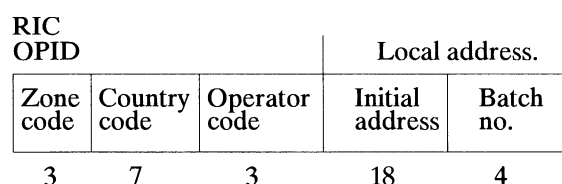
Adresseblokken (address partition) har en længde på max 140 codewords, hvor et codeword består af 18 informationsbit, og 12 redundansbit.



Længden af adresseblokken er variabel. Samtidig skal nævnes at de første 15 batches ud af en subsekvens maximalt må indeholde 154 codewords, mens den sidste batch må indeholde 190 codewords, dette er for at sikre at en transmission kan overføres indenfor en subsekvens også når der benyttes TDMA.

Adresseblokken er sammensat af et antal initial addresses. og et antal address partition terminators.

Initial adressen indeholder en pagers primære adresse, og består af 18 bit. Det er en del af den komplette radio identity code (RIC), der igen er sammensat af Operator identity og local adress.



Hvor ZONE CODE overføres i SSIF

COUNTRY CODE overføres i SI

OPERATOR CODE overføres i SI

INITIAL ADDRESS overføres i adresse blokken
 BATCH no. overføres i SI

Adresseblokken er sammensat af antallet af initial addresses (0 - 139) og antallet af address partition terminators (1 - 5).

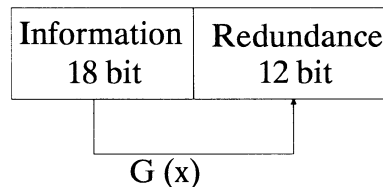
Address partition terminator APT afslutter altid adresseblokken, også selvom der ikke er nogen initial adresse.

Informationsblokken består af et antal på K codeblocks, hvor en codeblock er en sammenfletning af 9 codewords, dvs $9 * 30 = 270$ bit.

De enkelte messages indenfor en informationsblok er adskilt af en message delimiter.

Message delimiter 11010101111001111101110111011
 ialt 30 bit.

En message består af en header på 36 bit, og evt. en operator identity OPID, evt. ekstra info, og de egentlige message



data, der er sammensat af de enkelte codeblocks.

Local Address	Message number	External bit	AII	VIF
22	5	1	1	7

headeren består igen af 5 underparametre:

LOCAL ADDRESS er den sidste del af RIC koden.

MESSAGE number er message nr. begyndende med nr.1.

EXTERNAL BIT angiver om pageren adresseres i sit hjemmenet, eller udefra.

Hvis EB = 1 dvs adressering udenfor hjemmenet, skal OPID samtidig overføres.

AII (additional information indicator) viser om der skal overføres yderligere information, ved AII = 1 kan der sendes en yderligere info indtil 31 bit.

VIF (variable info field) giver den yderligere information og er således afhængig af AII.

VIF kan fx angive pager kategori, kun tone, numerisk, alfanumerisk eller transparent, ligeledes kan en hastemelding eller en bestemt alarm udløses af indholdet i VIF.

Herefter følger de egentlige data i codeblocks, hvor 9 codewords (18 infobit, 12 redundansbit) bliver interleaved.

Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit
Codeword 18 bit	Redundance 12 bit

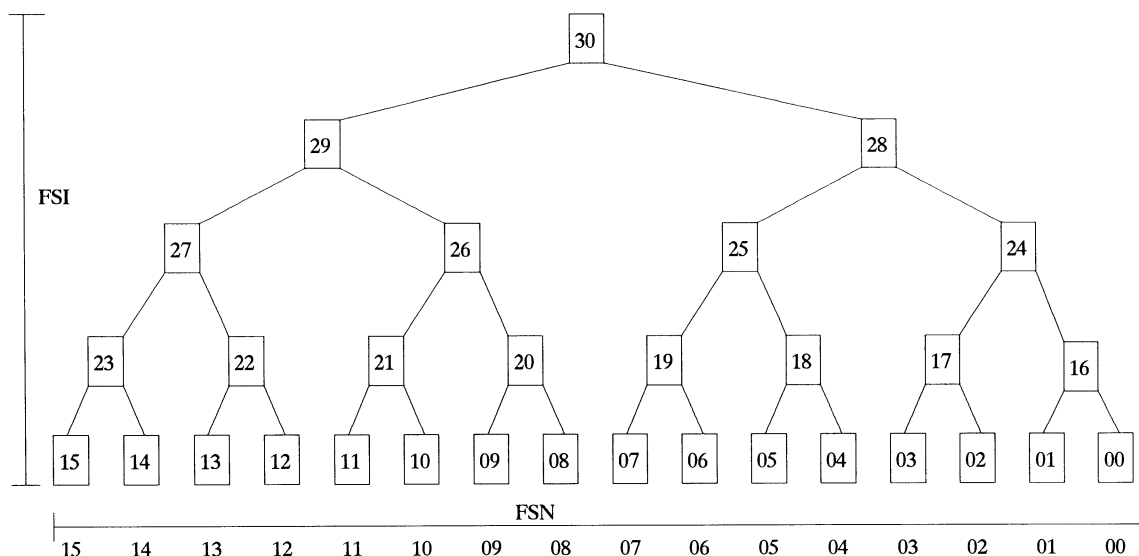


Codeblock = 9 codewords = 9 * 30 bit

Multifrekvens net

Om en pager kan finde sine opkald på alle radiofrekvenser eller indenfor en bestemt kanalgruppe, får den information om ved FSN (frekvens subset nummer) og FSI (frekvens subset indikator).

FSN er fast programmeret i hver enkelt pager, mens FSI bliver overført som systeminformation SI.



Figuren herunder viser sammenhængen mellem FSN og FSI. FSI angiver således for hvilke pagers, der udsendes information på den pågældende frekvens, således vil FSI være 30 ved et 1- frekvens system, dvs alle pagere lytter på denne frekvens.

Er $FSI = 27$ betyder det, at der på den pågældende frekvens udsendes information til pagere med $FSN = 12, 13, 14$ og 15 .

Omvendt betyder det så, at en pager med $FSN = 12$ kan modtage opkald på frekvenser med $FSI = 12, 22, 27, 29$ og 30 .

NB! FSI nummeret er ikke identisk med radiofrekvenskanal-nummeret.

Opkaldseksempler

I det følgende vises to eksempler på opkald til hhv. en enkelt pager og et gruppekald.

Enkeltkald

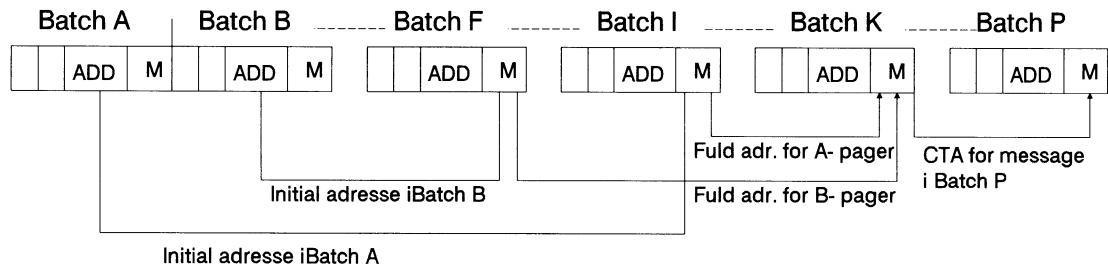
F Batch				G Batch				H Batch			
SYNC	SYS	ADD	MESS	SYNC	SYS	ADD	MESS	SYNC	SYS	ADD	MESS

En pager type F bliver adresseret i batch F, dvs. pageren genkender sin adresse i adresseblokken i batch F. Pageren vil ikke skifte frekvens, men forblive på kanalen og lytte indtil den i de efterfølgende messageblokke modtager sin information, eller dens interne timer udløber.

I eksemplet ses, at pageren finder sin information i den følgende H batch. At det er en gyldig message erkendes ved LOCAL ADDRESS i den tilhørende MESSAGE HEADER.

Gruppekald

I dette gruppekald skal pager 1 (type A) og pager 2 (type B) kaldes samtidig.



I adresseblokken i batch A genkender pager 1 sin initial adresse, pageren bliver derfor på frekvensen og afventer nærmere.

I adresseblokken i batch B genkender pager 2 sin initial adresse, pageren bliver derfor ligeledes på frekvensen og afventer nærmere.

Begge pagere søger nu deres LOCAL ADDRESS i de efterfølgende batches.

Pager 1 finder sin LOCAL ADDRESS i message header i batch I, mens pager 2 finder sin LOCAL ADDRESS i message header i batch F.

Hvis pageren befinder sig i et andet område, eller under en anden netoperatør, udsendes den komplette RIC kode istedet for LOCAL ADDRESS.

Herefter lytter begge pagere ikke mere på deres egne adresser, men på en internt programmeret gruppeadresse (CTA = common temporary adress), der består af 18 bit ligesom initial adress.

Begge pagere søger nu i de efterfølgende batches efter en CTA, i eksemplet forekommer dette i batch K, hvor begge pagere modtager den samme message.



ERMES HF-parametre

Radiofrekvenser

ERMES benytter frekvensområdet fra 169,4125 MHz til 169,8125 MHz.

Båndet er opdelt i 16 kanaler med en frekvensmæssig afstand på 25 kHz.

De enkelte kanalers frekvens ligger således:

ch 00	=	169,425 MHz
ch 01	=	169,450 MHz
ch 02	=	169,475 MHz
ch 03	=	169,500 MHz
ch 04	=	169,525 MHz
ch 05	=	169,550 MHz
ch 06	=	169,575 MHz
ch 07	=	169,600 MHz
ch 08	=	169,625 MHz
ch 09	=	169,650 MHz
ch 10	=	169,675 MHz
ch 11	=	169,700 MHz
ch 12	=	169,725 MHz
ch 13	=	169,750 MHz
ch 14	=	169,775 MHz
ch 15	=	169,800 MHz

Modulation

Modulationsformen der benyttes, er 4-PAM/FM.

4 level pulse amplitude moduleret FM er en modulations-teknik, der gør det muligt at overføre to bit (DIBIT) samtidig, ved at udsende 1 ud af fire bærebølgefrequenser.

Ved at foretage en passende filtrering før modulatoren, opnås et begrænset frekvensspektrum.

For at minimere bitfejl, benyttes en graykode mapning.

Symbolmapning

Symbolmapningen får følgende udseende:

Nominal frekvens Symbol

carrier + 4687,5 Hz 10

carrier + 1562,5 Hz 11

carrier - 1562,5 Hz 01

carrier - 4687,5 Hz 00

Modulations rate

Der moduleres med en hastighed på 6,25 kBit/s, da der sendes 2 bit samtidig, betyder det en symbol rate på 3,125 kBaud.

Filtrering

Det er defineret, hvilken filterkarakteristik der skal anvendes til filtrering af det binære signal før modulatoren, denne karakteristik kan realiseres med et tiende ordens lavpas Besselfilter, med en 3dB båndbredde på 3,9 kHz.

Pagerkategorier

Kategori	Beskrivelse
1	En modtager der er inrettet til denne kategori, skal reagere på mindst en kombination af de 8 signal indikator bits. Hvis modtageren er indrettet til at modtage de øvrige kombinationer, skal den klart kunne adskille disse.
2	En modtager der er indrettet til kat. 2 skal kunne modtage en meddelelse på 20 numeriske tegn. Herudover skal også kunne modtages kun tone message.
3	Denne kategori skal kunne modtage 400 alfanumeriske tegn, herudover skal der kunne modtages som kat 1. og kat 2.
4	Modtageren skal kunne modtage en tilfældig data message.

Øjediagrammet hvad er det?

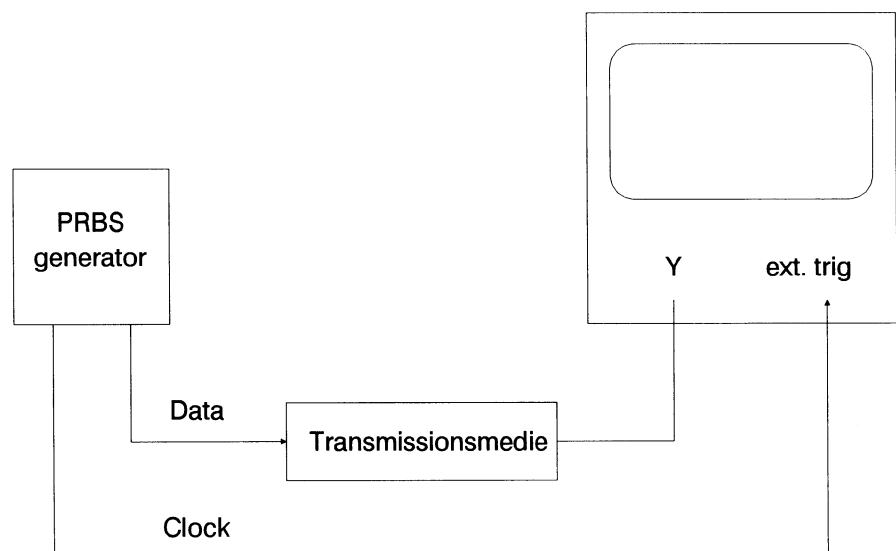
I forbindelse med digital overførsel af tale/data, må man på en eller anden måde kunne bedømme transmissionskvaliteten. Hertil benyttes ofte et såkaldt øjediagram. Jeg vil her prøve at redegøre for hvorledes man med dette kan danne sig et indtryk af et transmissionssystems kvalitet.

Kvaliteten for et digitalt transmissionssystem angives som bitfejlrate BER (bit error rate), hvormed angives hvor stor en procentdel af de overførte bit der er fejlbehæftede. Generelt er BER afhængig af støjpåvirkninger, reflektioner og frekvensulinearitet i transmissionsmediet.

Afhængig af formålet med den digitale transmission, kan der være forskellige grænseværdier for BER. Mens der ved en digital signalering normalt ikke kan tolereres fejl overhovedet, kan der ved fx taleoverførsel accepteres bitfejlrate på 10^{-5} uden at det går væsentligt ud over talekvaliteten.

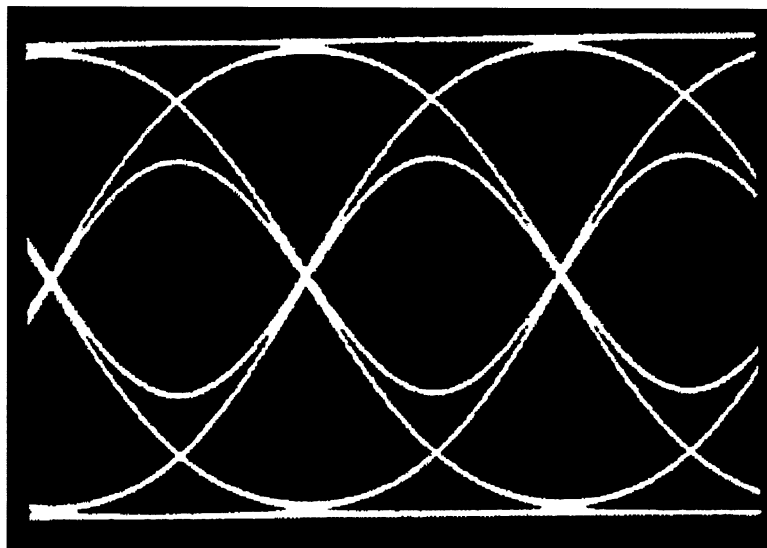
Øjediagrammet

Dæmpnings- og løbetidsfejl kan med fordel aflæses i øjediagrammet. For at benytte målemetoden kræves der i grunden kun ganske enkelt udstyr som et oscilloscope, der trigges eksternt med et clocksignal, samt en såkaldt PRBS generator.

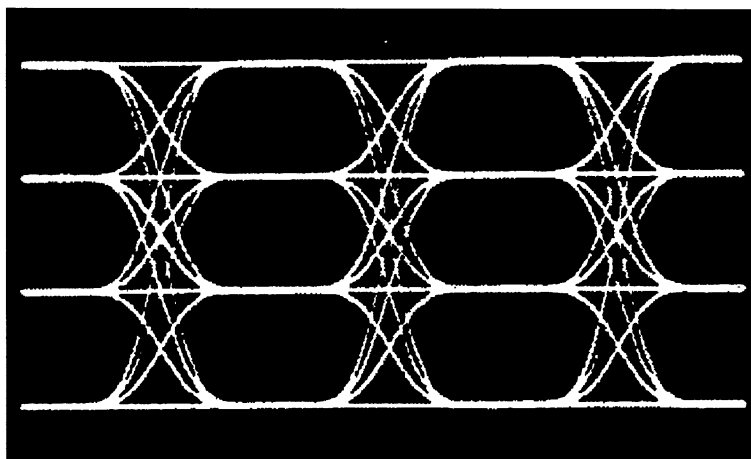


Måling

På grund af eftergløden i billedrøret, vil de forskellige bitkombinationer overlejres, og således give det karakteristiske billede.



Øjediagram af GMSK moduleret signal



Øjediagram af ERMES signal

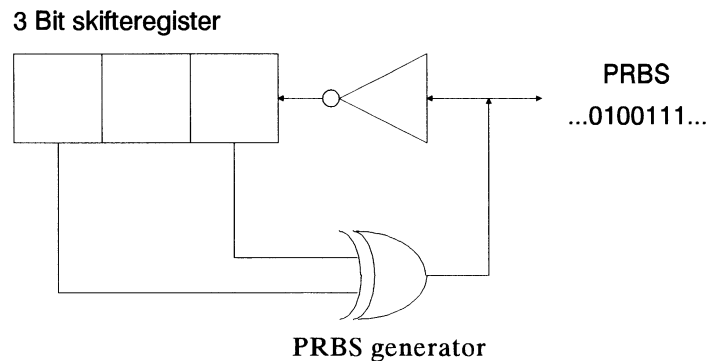
Timebase indstilles bedst til en sweeptid, der svarer til ca 4 bittider, og afhængig af bitmønstreet, vil der forekomme forskellige øjelinier. Hvis man skal have et virkelighedstro billede af transmissionsmediet, må alle tænkelige bitkombinationer forekomme i testsignalet.

Testsignal

Som testsignal benyttes et såkaldt PRBS signal (pseudo random bit sequence). Dette er et matematisk konstrueret bitforløb, hvor alle kombinationer af et givet bitantal forekommer i den kortest mulige bitsekvens.

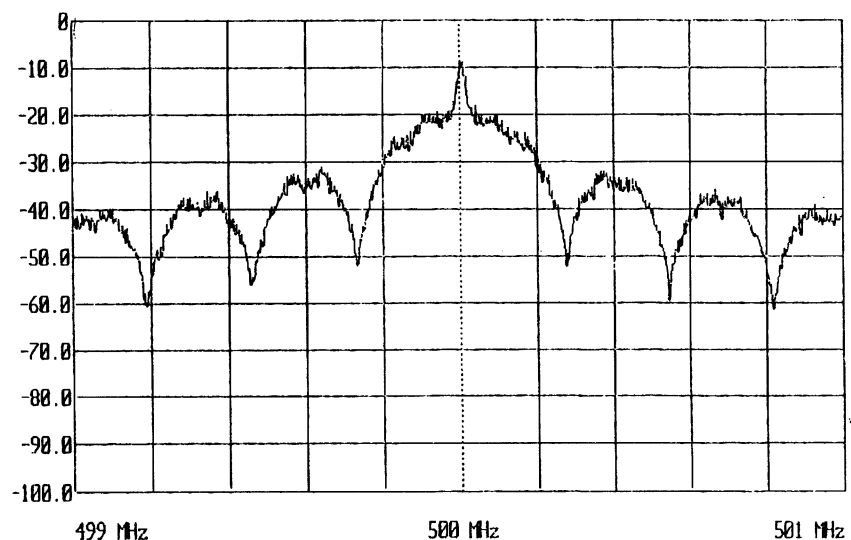
PRBS signalet

PRBS signalet kan genereres ved hjælp af et skifteregister og et antal X-OR gates. Jo flere bit der er i skifteregisteret desto længere kode kan der genereres.



Betragter man spektret fra en PRBS generator, har det nærmest en bredbånds støjkarakter.

Den højeste grundfrekvens der forekommer, er ved bitkombinationen 010101, men da det drejer sig om firkantsignaler er der naturligvis et stort indhold af harmoniske.



Hvordan?

Hvad kan man så læse ud af øjediagrammet?

Den vigtigste parameter for worst case er den vertikale øjeåbning.

Denne bestemmes af linierne for de enkelte bitkombinationer, og viser den mindste hysteres, der er nødvendig for med sikkerhed at kunne detektere det aktuelle bitmønster.

Det ses her på en overskuelig måde, hvor stor en støjspændingsandel må være for ikke at påvirke transmissionen.

Sammen med den vertikale øjeåbning, er også den horisontale åbning vigtig, her er det timingen i bittakten der er den kritiske parameter, og unøjagtigheder vil kunne medføre fejltolkninger, ved at man detekterer bittet før det er på plads.

Denne fejl kaldes for jitter, men i øjediagrammet ses fejlen på en lidt mere overskuelig måde.

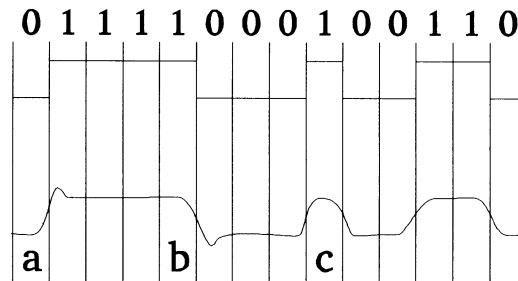
Hvor kan øjediagrammet anvendes?

I princippet kan øjediagrammet anvendes i et hvilket som helst transmissionssystem, det kan være en fastlinie, en radiostrækning eller en lyslederstrækning. Ved at sammenligne øjediagrammet, før og efter en transmissionsstrækning, eller blot en enkelt signalblok, ses hvorledes denne påvirker signalkvaliteten. Hvis den vertikale åbning bliver mindre, er det et mål for at signalet er dæmpet, og dæmpningen kan aflæses.

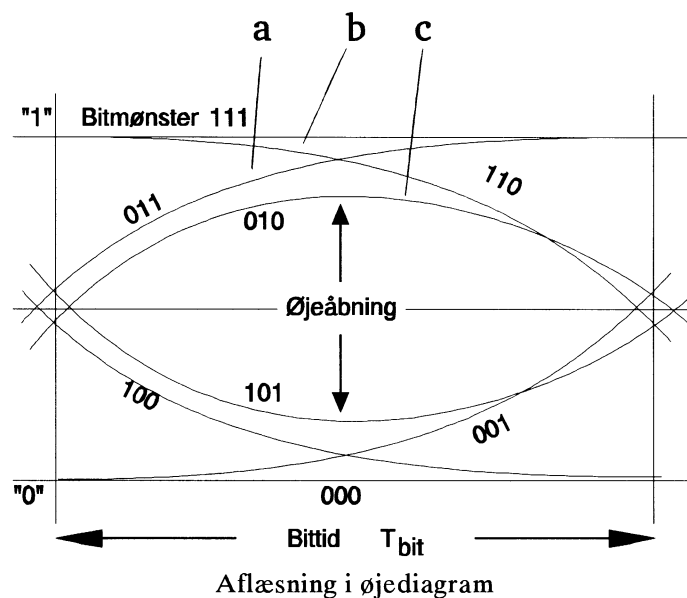
Eksempel

Vi vil her vise et eksempel på hvorledes øjediagrammet aflæses.

Over midterlinien opfattes niveauet som logisk "1", og under linien som logisk "0".



Aftastningen sker midt i en bittid, dvs midt i billedet. Som det ses, er det forskelligt, hvor langt de enkelte linier ligger væk fra midterlinien, de mest kritiske værdier forekommer ved enkeltimpulser, fx 010 eller 101.

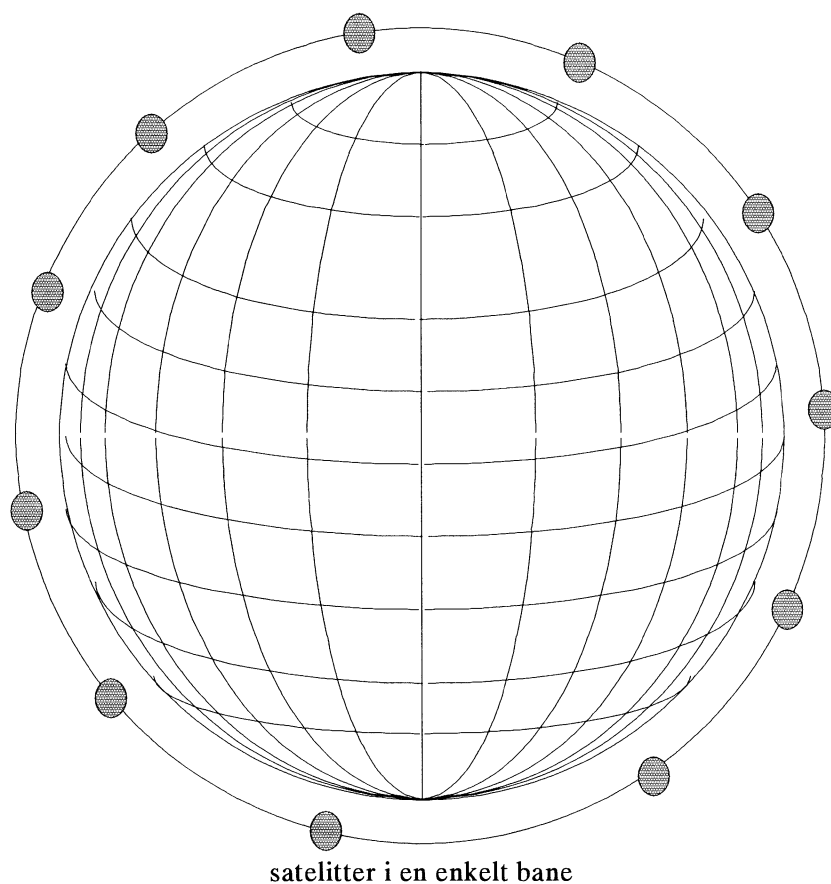


I eksemplet er også vist hvorledes jitter vil have indflydelse på øjeåbningen, det ses at amplitudefejlen er ubetydelig ved aftastningstidspunktet, men bliver større ved overgangen til næste bit, hvorfor der fordres en snæver tolerance på aftastningstidspunktet ved jitterfejl.

Satellitkommunikation

Iridium

Iridium er et globalt dækkende kommunikationssystem, der gør det muligt at afvikle tale- data- pager- og faxforbindelser fra små håndportable terminaler.



Iridium er udviklet af Motorola, og navnet er udsprunget af, at der oprindeligt var planlagt 77 satellitter i systemet, hvilket svarer til det antal elektroner der er i et iridium atom. En senere økonomisk optimering har medført, at der nu kun benyttes 66 satellitter.

Satellitbaner

I modsætning til de nuværende geostationære satellitsystemer, benytter iridium lavtflyvende satellitter. På grund af

den lave flyvehøjde begrænses dækningen, og det er nødvendigt med et så stort antal satelliter for at opnå global dækning.

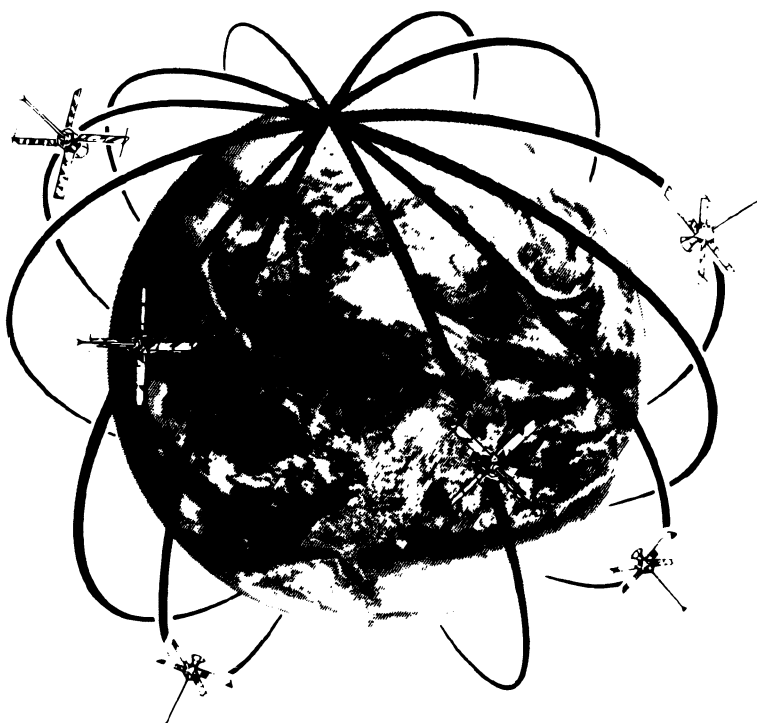
Systemet skal ikke ses som en konkurrent til de landbaserede systemer som fx GSM, da prisen for infrastrukturen vil være så høj, at systemet primært vil benyttes der, hvor der ikke er dækning af andre systemer. Det antages at samtaleprisen vil ligge omkring 3 US\$/min.

Iridium har imidlertid endnu et stort problem, nemlig at få licensaftaler i orden med de involverede lande, hvilket vil sige, at der skal laves aftaler med alle lande for at systemet skal få det abonnentantal, der er nødvendigt for systemets økonomi.

Systembeskrivelse

Iridium er et cellular system, der benytter bevægelige "basisstationer", der kredser rundt om jorden i en højde på 765 km, fordelt på 6 baner.

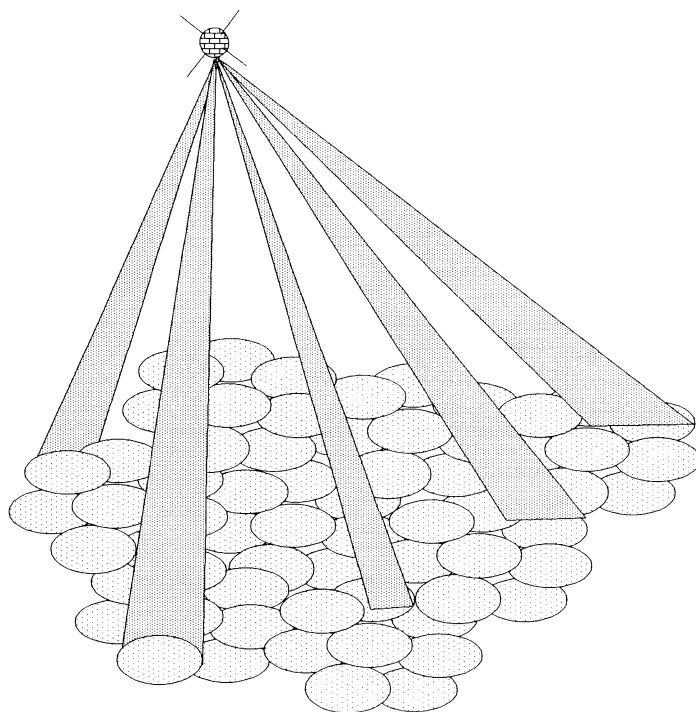
I hver bane findes 11 satelliter, ensartet fordelt i deres respektive bane. Banerne er adskilt 31.4° undtagen bane 1 og 6 der har en afstand på 23° . Således kan ethvert punkt på jorden dækkes fra en af disse satellitter på et hvilket som helst tidspunkt.



Hver af satellitterne i en bane har en indbyrdes afstand på 4025 km, og de indbyrdes vinkler er konstante, hvilket er et krav når der skal være radiokædeforbindelse mellem satellitterne.

En enkelt satellit kan holde forbindelse med maximalt 6 andre satellitter (nabosatellitter), dette gør det muligt at lave handover til en nabocelle. Radiokædeforbindelsen benytter 20 GHz.

Hver satellit har 48 beams, der arbejder uafhængig af hinanden. Hver beam har et dækningsområde på 400-600 km, og da disse beams bevæger sig med 444 km/min må der ske et handover for hvert minut. Denne bevægelse sker imidlertid efter et fastlagt mønster, og handoverproceduren er enklere end den, vi kender fra NMT og GSM.



Satelittens 48 beams

Når satellitterne nærmer sig polerne, vil beams fra forskellige satellitter overlappe hinanden, og derfor må enkelte beams slukkes for at undgå interferens. Således vil det maximale antal beams (celler) på 3168 ($66 * 48$) ikke kunne udnyttes, men kun 2150 beams.

Selvom der benyttes TDMA, og talen overføres med kun 4.8 kbit/s, ses det, at Iridium aldrig vil komme op på kapaciteter, som det kendes fra jordbaserede cellulære systemer. Det forventes, at abonnentantallet vil være 1.5 mill. i år 2000 og 3 mill. i 2008.

Styring af systemet

Til styring og overvågning af systemet benyttes 2 kontrolstationer, der er placeret nær nordpolen.

Kommunikationen til PSTN/ISDN net på jorden sker via 20 gateway jordstationer der er fordelt rundt omkring på kloden.

De første 21 satellitter skal opsendes af det russiske firma Krunichev med 3 satellitter med hver raket.

De efterfølgende satellitter opsendes med hhv.

Mc Donnell Douglas Delta2 raketter

og den kinesiske løfteraket "Langer Marsch".

Hver satellit forventes at have en levetid på 8 år, men der forudses en udskiftning efter 5 år af hensyn til driftsikkerheden.

Da satellitterne er lette, 317kg, er de enkle at anbringe i deres bane, og kan om nødvendigt opsendes med 36 timers varsel.

Prisen for etablering af IRIDIUM forventes at komme til at ligge omkring 3 mia. US\$

De vigtigste systemdata:

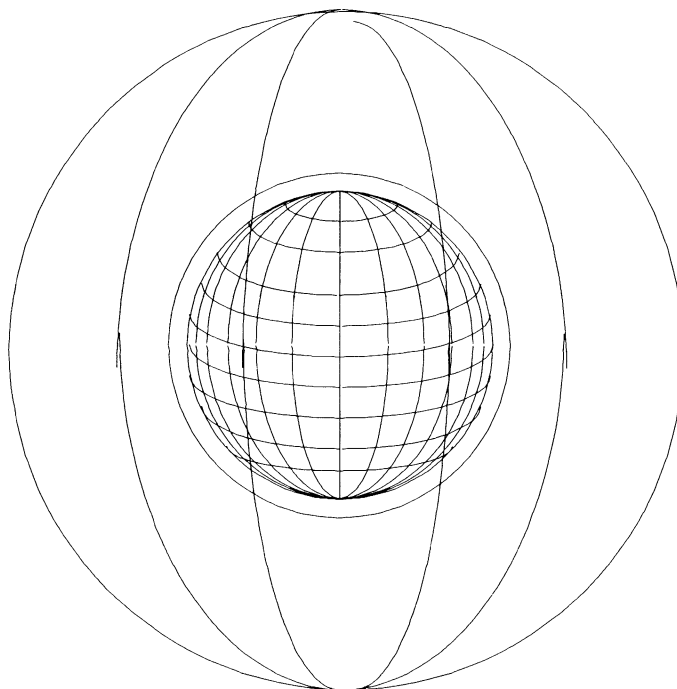
Antal satelliter	66
Satellitstørrelse	216/117 cm
Vægt	317 kg
Bane	polær bane
Omløbstid	98 min
Flyvehøjde	765 km
Antal baner	6
Satellit i hver bane	11
Frekvens til jordstation	K bånd 20 GHz
Frekvens til andre satellitter	K bånd 20 GHz
Frekvens til mobilstation	L bånd 1.5/1.6 GHz

Båndbredde link	39.5 MHz
Bitrate taleforbindelse	8 kbit/s
Bitrate data	2.4 kbit/s
Idriftsættelse	1998

INMARSAT P21

INMARSAT organisationen tager konkurrencen med IRIDIUM og planlægger et lignende system, der skal være globalt dækkende, og forventes i drift i 1999.

P21 benytter i stedet for mange lavtflyvende satellitter, 10 - 15 satellitter i en højde på 10000 km, alternativt 5 satellitter i geostationær bane, altså i 36000 km højde over ækvator.



Det forventes at mobilterminalerne bliver håndportable med en vægt på mellem 300- og 500 gram, det samme som IRIDIUM forventer at kunne realisere, men INMARSAT P21 har her en større udfordring på grund af satelliternes store højde, og den heraf følgende større strækningsdæmpning.

I denne forbindelse vil den nødvendige sendeeffekt i mobilterminalen kunne medføre EMC problemer for ikke at tale om batterikapaciteten.

Selvom IRIDIUM allerede på nuværende tidspunkt gennemfører test på dele af systemet, og INMARSAT kun er i beslutningsfasen, ser det alligevel ud til at INMARSAT står stærkere i og med, at denne organisation i forvejen har medlemmer i 67 lande. Disse medlemmer er ofte indehaver af telemonopoler, hvorfor div. tilladelser og licenser formodentlig ikke vil give de store problemer.

Yderligere har INMARSAT den fordel, at man i dag driver 11 geostationære satellitter, med den nødvendige serviceorganisation.

Endvidere har INMARSAT mere end 40 jordstationer der vil kunne benyttes til P21.

Odyssey

Odyssey er et tredje koncept for et satellitbaseret mobilkommunikationssystem udviklet af det amerikanske firma TWR Space and technology group.

Systemet er baseret på satellitter i baner placeret i 8000 km højde.

Systemet giver næsten global dækning, og tilbyder ud over tale og datatransmission også paging og positionsbestemmelse.

Odyssey henvender sig til brugere der har behov for kommunikation i tyndt befolkede områder af verden, systemet er kompatibelt til GSM systemets talekodning, og vil således ikke give den reduktion i talekvaliteten der ellers ofte kendetegner GSM/satellitsystemer.

Systemkomponenterne

Som ethvert andet satellitbaseret kommunikationssystem er Odyssey også opbygget omkring et rumsegment, et jordsegment og et brugersegment.

Rumsegmentet

Rumsegmentet består af 12 satellitter der benytter multibeam, på grund af den store banehøjde vil satellitterne i en stor del af tiden have en høj elevationsvinkel set fra jorden, dette gør at der kan opnås en sikker forbindelse, på trods af den store strækningsdæmpning.

Ligeledes vil skyggevirkning fra bygninger ol. ikke være så generende som ved LEO (low elevation orbiting) satellitter.

Den store banehøjde med deraf følgende lange omløbstid bevirker, at der ikke skal foretages handover som det ses i IRIDIUM systemet. Der vil ikke blive foretaget handover til næste satellit, men en samtale vil kunne vare op til 2 timer, dette er bedste fald, men det forventes ikke at give nævneværdige gener, normale samtaletider taget i betragtning.

Fleet management

På grund af banehøjden og antallet af satellitter vil der praktisk taget altid være 2 satellitter synlige set fra mobilterminalen, dette giver mulighed for at fortage en positionsberegning. Denne facilitet tilbydes som en særlig tjeneste, der gør at et firma løbende vil kunne følge et større antal mobilterminaler.

Den valgte banehøjde har en mængde fordele, dels kan der benyttes gammelkendt teknik, idet de termiske- og mekaniske påvirkninger ikke er så store som ved LEO satellitter. Banehøjden gør endvidere, at der ikke er behov for et så stort antal satellitter.

Ved LEO satellitter er der endvidere det problem, at der mellem mobilterminal og satellit vil være en stor radialhastighed, med deraf følgende dobbelskift, som fordrer en omfattende signalbehandling. Ved geostationære satellitter er der ikke dobbelskift af betydning, men derimod et betydeligt delay på grund af den store afstand.

Jordsegmentet

Da der ikke skal foretages handover mellem de enkelte satellitter, vil jordsegmentet kun skulle formidle forbindelse mellem PSTN nettet og de satellitter, der er indenfor synsvidde.

Brugersegmentet

Brugersegmentet vil være af håndportabel type, sandsynligvis af dual-mode typen, fx GSM/ODYSSEY således at der primært benyttes jordbaserede cellarsystemer, og hvor der ikke er dækning for disse, vil der skiftes over til ODYSSEY.



LOOPUS D Mobile

Dette system er endnu et satellitsystem beregnet på data og tekstoverførsel. Systemet er udviklet af de tyske firmaer MBB og DASA og beregnet på at dække de områder, hvor INMARSAT har ringe dækning, nemlig polarkredsområderne.

Der benyttes 9 satellitter i baner med en inklinations, der kun afviger lidt fra en polær bane, hvilket betyder, at der vil kunne opnås god dækning af ikke kun polområderne, men også fx nordamerika og nordskandinavien.



Frekvensområdet

Det forventes, at der benyttes frekvenser i Ku båndet mellem 14- og 16 GHz, og mellem 10.95 og 12.2 GHz.



Digital Short Range Radio

Oversigt

DSRR er et radiokommunikationssystem, beregnet for land-mobil tjeneste, baseret på dynamisk frekvensvalg.

Tjenesten giver mulighed for at overføre tale og data. Af hensyn til belastningen af nettet er en sendeperiode tidsbe-grænset til 3 min.

De benyttede frekvensbånd er 933 - 935 MHz og 888 - 890 MHz med en maximal sendeeffekt på 4W.

Stationstyper

I DSRR benyttes følgende stationstyper:

- Portable DSRR unit.
En håndportabel mobilstation.
- Mobile DSRR unit.
En fastmonteret mobilstation.
- DSRR baseunit.
En basisstation monteret på en fast position i dækningsom-rådet for DSRR.
- DSRR repeater.
En station monteret på en fast position, beregnet til at fun-gere som repeater mellem håndportable og mobile statio-ner.

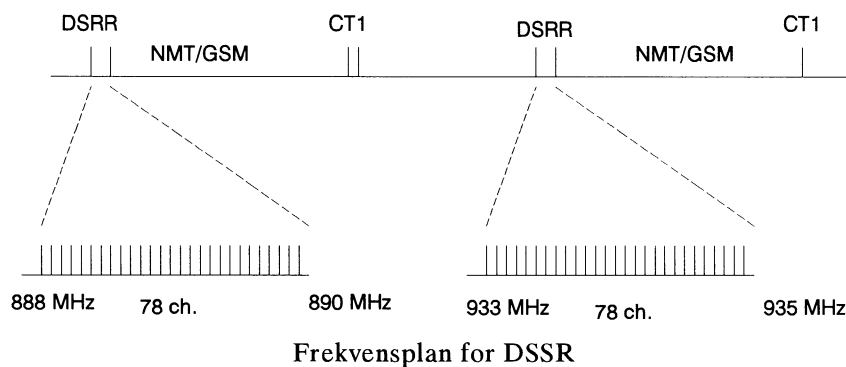
Systembeskrivelse

Digital Short Range Radio er et kommunikationssystem be-regnet på kortdistance kommunikation med enten tale eller data.

Systemet kan benyttes enten som simplex i frekvensområdet 933 - 935 MHz eller som semi- duplex i frekvensområdet 933 - 935 MHz sammen med en tilsvarende frekvens i fre-kvensområdet 888 - 890 MHz.

Systemet består af 2 kontrolkanaler og 76 trafikkanaler med en kanalseparation på 25 kHz i hvert frekvensbånd.

Ved 2-frekvens drift, har hver kanal i det lave frekvensbånd en tilhørende kanal i det høje frekvensbånd, med en indbyrdes duplexafstand på 45 MHz.



Modulationsformen der anvendes er GMSK modulation med :

$B \cdot T = 0.3$, ved en bitrate på 16 kBit/s ved tale/data og

$B \cdot T = 0.5$ / 4kBit/s ved signalering.

DSRR systemet opererer som et automatisk multikanal- access system, uden styring fra en central kontroller. Ved to-frekvens drift er det basisstationen eller repeateren, der styrer kanal allokationen, mens det ved en-frekvens drift er den kaldende station, der er ansvarlig for frekvensallokeringen.

Tekniske Data for DSRR udstyr

Frekvens bånd: 933 - 935 MHz (simplex)

933 - 935Mhz og 888 - 890 MHz (duplex)

Kanalseparation:

25 kHz

Modulation:

GMSK med $B \cdot T = 0.3$ og 16 kBit/s (tale og data)

GMSK med $B \cdot T = 0.5$ og 4 kBit/s (signalering)

Kanalantal:

78 total

Kanalbrug:

2 kontrolkanaler 26 og 52

76 trafikkanaler 1 - 25, 27 - 51 og 53 - 78

Kanal 1 frekvens:

Simplex: 933.0375 MHz TX/RX

Duplex : 933.0375 MHz (repeater/master TX)

888.0375 MHz (unit TX)

Kanal 78 frekvens:

Simplex:

934.9625 MHz TX/RX

Duplex :

934.9625 (repeater/master TX)

889.9625 (unit TX)

Sendeeffekt:

max 4 Watt

Sendefrekvenstolerance:

+ - 2.5 kHz

Modtagerfølsomhed:

Bedre end 6 dB μ V emf ved BER $1 \cdot 10^{-2}$

Udstyrets egenskaber

Alt DSRR udstyr skal have en entydig kode, SSC (selective signalling code), koden består af en bitsynk sekvens efterfulgt af en rammesynk, og et antal databit, disse bit sendes 3 gange.

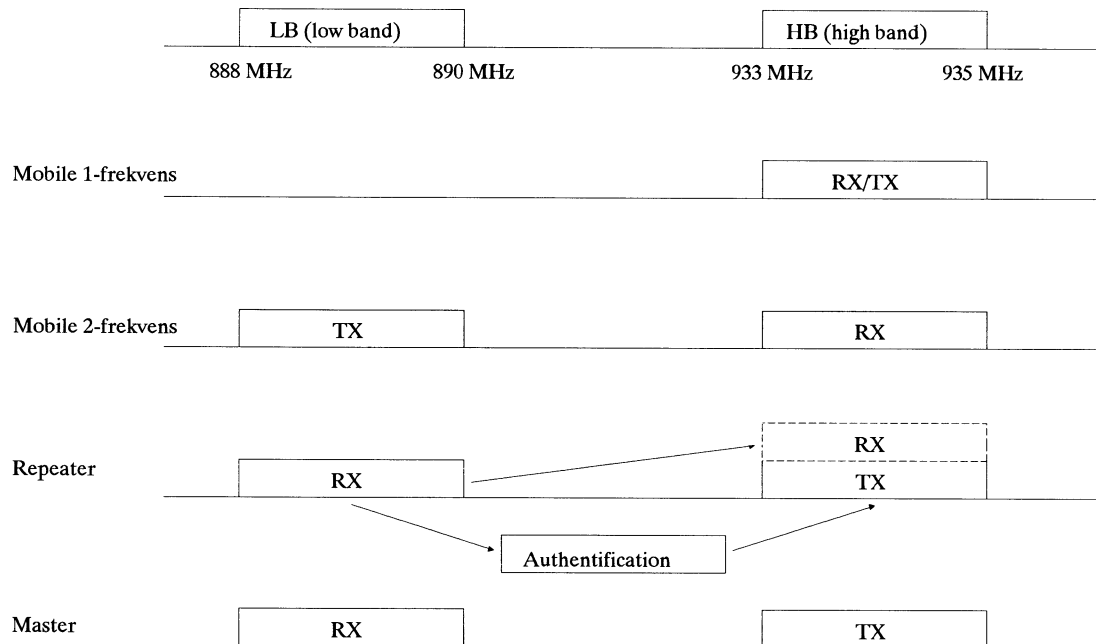
Se tabel næste side.

Bit Synk. (preamble)	256 bit
Frame synk.	16 bit
Code word	
SSC number	1 bit
Traffic Channel code	7 bit
First call code (unit to which the SSC is sent)	24 bit x 3
Command code	4 bit
Reserved	2 bit
Code word counter	2 bit
Manufacturer's code	8 bit
Second call code	24 bit
Cyclic redundancy check	16 bit
	568 bit

For at kunne registrere kollision på en trafikkanal, skal DSRR udstyret være i stand til samtidig med tale/data kommunikation (16 kBit) også at kunne modtage signalering (4 kBit).

Mobile unit

Mobilenheden skal være indrettet til 1- og eller 2- frekvens-drift, se fig. på næste side.



Repeater unit

Repeaterenheder skal tjene som forbindelsesled mellem mobil-/mobil-enheder. En repeater vil altid benytte 2-frekvensdrift, med RX i LB, og TX i HB, dog skal den også være i stand til at lytte i HB (fri kanal detektering).

Ved retransmission skal en repeater altid retransmittere den komplette SSC, incl. 64 ms preamble.

For at undgå uautoriseret brug af en repeater, skal denne kontrollere ethvert opkald mod repeateren. Derfor skal der på en repeater forefindes en database, hvor tilladte units er registreret.

Master unit

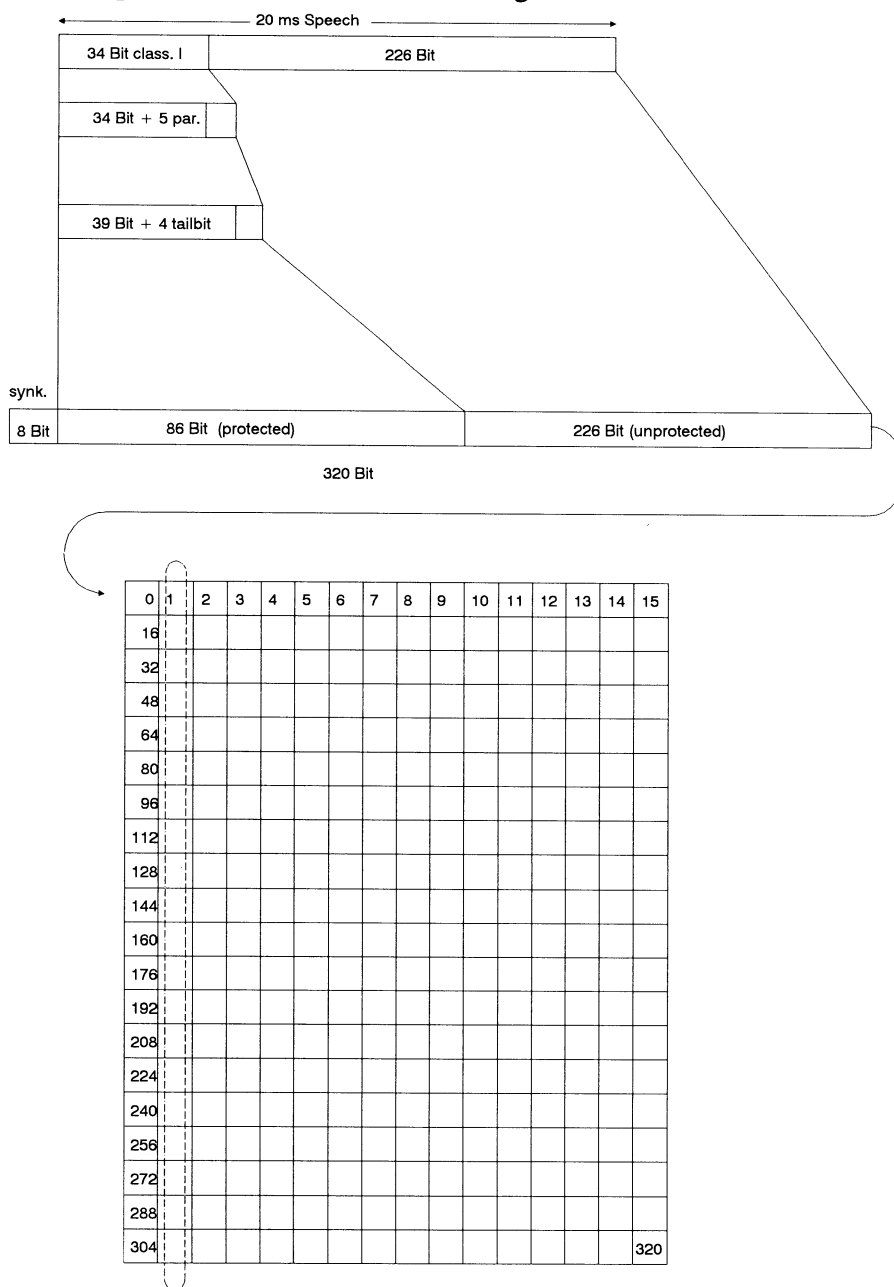
Masterenheden skal være i stand til at kommunikere med mobile enheder i 2-frekvensdrift, uden at benytte en repeater.

Masterenheden skal derfor sende/modtage som en repeater, se fig. ovenfor.

En master unit skal fastholde en trafikkanal, ved at udsende et konstant signal på HB i perioder hvor der ikke udsendes bruger information (tale/data).

Kommunikationsmuligheder i DSRR

DSRR protokollerne beskriver følgende trafikstrukturer:



Sendes i blokke a' 20 bit 16 kBit/s

- Fra en unit til en anden unit eller grupper af units.
- Fra en unit via repeater til en anden unit eller grupper af units.
- Fra en unit til en master unit.
- Fra en masterunit til en unit eller grupper af units.

Signalerings protokoller

Protokollerne omfatter 3 forskellige modes, nemlig:

- Standby mode
- Call setup mode
- Kommunikation

Stand-by mode

En unit skal i stand-by mode kontinuert overvåge en kontrolkanal for en evt. SSC.

Denne kanal skal normalt være den primære kontrolkanal, (ch. 26 for units med lige SSC, ch. 52 for units med ulige SSC) hvis der på et tidspunkt konstateres spurius i længere tid end $T_{\text{PRIM_SPUR}}$ på den primære kontrolkanal, skal der skiftes til den sekundære kontrolkanal.

Efter at have lyttet på den sekundære kontrolkanal i en periode på $T_{\text{SEC_RETURN}}$, skal der automatisk skiftes tilbage til den primære kontrolkanal.

Modtagelse af opkald

Hvis en unit, der er indrettet til 1-frekvensdrift, modtager et opkald, der indeholder dens SSC med 2-frekvensbit sat til "0", skal denne unit gå til call-setup mode uden at forlade kontrolkanalen.

Hvis en unit, der er indrettet til 2-frekvensdrift, modtager et opkald, der indeholder dens SSC med 2-frekvensbit sat til "1", skal denne unit indlede 2-frekvens call-setup procedure.

Udsendelse af opkald

Når en bruger ønsker at foretage et opkald til en bestemt unit eller gruppe af units, vælges den/de pågældende opkaldskoder (SSC), hvorefter den pågældende unit går i call-setup mode.

Call- setup mode indledes med en trafikkanal scanning.

Hvis der herved findes en ledig trafikkanal, huskes det pågældende kanalnummer, og der udsendes en fuld SSC på den primære kontrolkanal.

TFTS

TFTS er et integreret tale- data- fax gruppe3 og paging system specificeret under ETSI standard ETS 300 326.

Systemet er specificeret til at kunne foretage opkald fra fly til PSTN/ISDN. Betaling sker ved hjælp af gængse kreditkort, og der er nævnt priser i størrelsesordenen 10\$ pr min.

Der tilbydes krypteret taleoverførsel, det vil således ikke være muligt at aflytte en sådan samtale.

Generelt

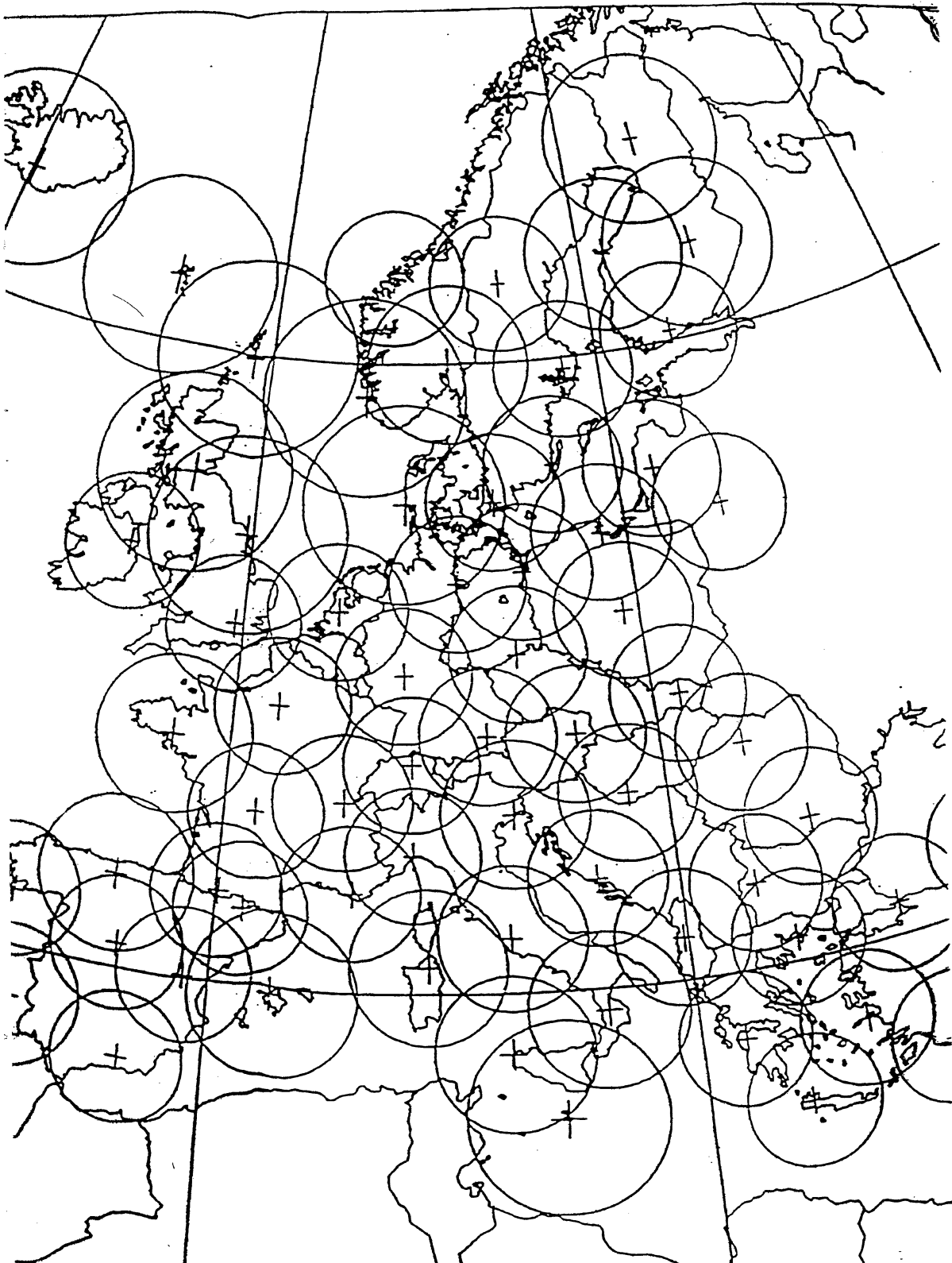
TFTS er opbygget som et cellular radiosystem, som det kendes fra NMT og GSM. Systemet er tilpasset de specielle forhold der gør sig gældende for flykommunikation, flyvehøjden og hastigheden. Dette udmønter sig i celler med en radius på op til 300 km, og en dækning op til 12 km flyvehøjde. Mobilstationerne skal kunne kommunikere med TFTS systemet uanset om de er under start, landing, i luften med en flyvehastighed på op til 1100 km/t eller på jorden.

Celletyper

Der er specificeret 3 forskellige celletyper:

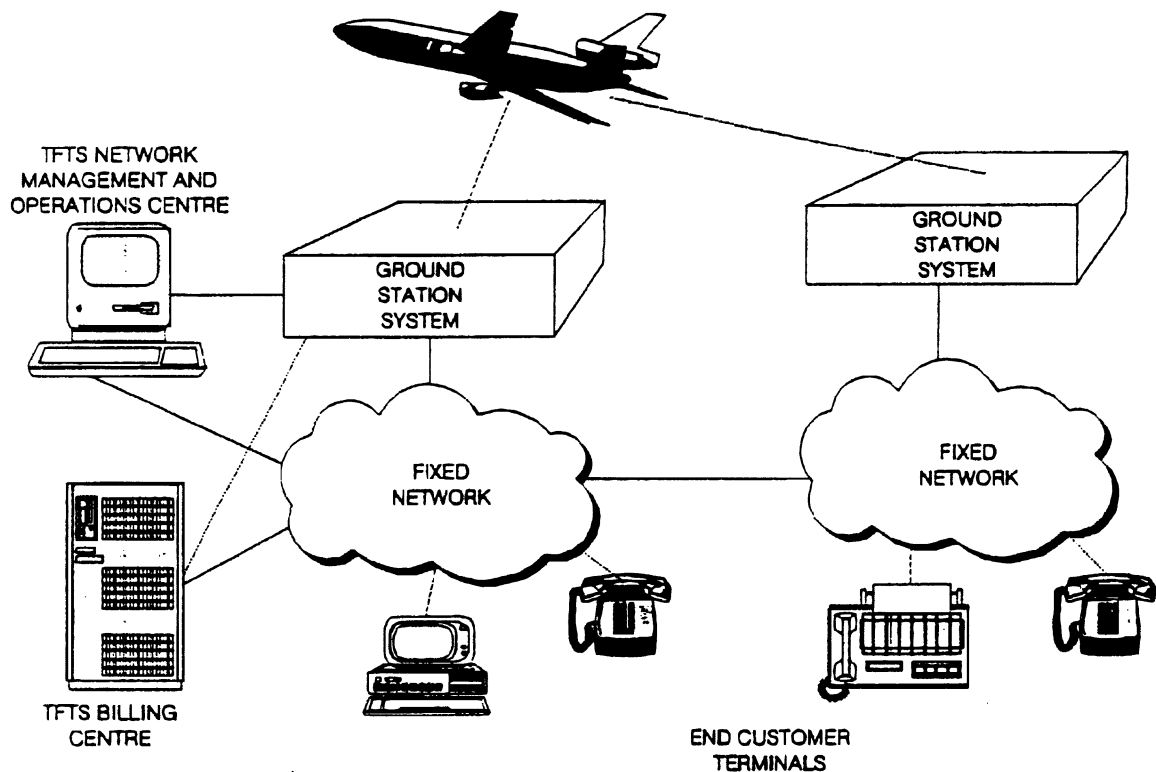
- Ruteceller (GS), celler der er placeret på flyruter, disse celler skal give god dækning over et stort område, og ved stor højde.
- Middelceller (INT MS), disse celler skal give dækning ved lavere højde, typisk indflyvningsområder ved lufthavne.
- Lufthavnsceller (APGS), disse skal sørge for dækning når flyet er på eller umiddelbart over jorden.

Systemet er på grund af dets celleopbygning primært beregnet til dækning over landområder, men celledækningen giver dog en vis dækning over hav, fx er hele Nordsøen dækket.



Netstrukturen

Figuren herunder viser opbygningen af TFTS nettet.



I systemet findes følgende enheder:

Aircraft Station AS

AS består af tre hovedblokke:

Avionics termination (AT). Denne blok omfatter radiodelen, samt de nødvendige kontrolfunktioner.

Airborne Telecommunications Equipment ATE, denne enhed er et switching system der sørger for de nødvendige omkoblinger mellem AT og terminalerne i kabinen.

Cabin system CS, er det udstyr der er tilgængeligt for passagererne, fx håndsæt, fax ol.

Ground station (GS)

Ground station indeholder det nødvendige radio- og linieudstyr, med det antal radiokanaler der svarer til den for-

ventede trafik, samt en mindre del af kontroludstyret til at håndtere opsætning af samtalerne.

Ground Switching Center (GSC)

GSC indeholder den primære del af kontroludstyret, herunder handover, echo canceller udstyr, samt interface til de eksterne faciliteter, så som fly identifiaktion, kreditkort autorisation og servicefunktioner, der forventes implementeret i TFTS. Hver GSC kan håndtere en eller flere GSer.

Radio interface

Radiosiden i TFTS benytter time division multiplex/ time division multiple access (TDM/TDMA).

På en given kanal udsendes en identifikation til alle fly (accesskanal), da der ikke kan foretages opkald til flyet, er der ikke behov for en kaldekanal.

Fra air to ground benyttes TDMA, hvor hver station benytter et tildelt timeslot, som det også kendes fra GSM systemet.

En GS kan håndtere et større antal kanaler, hvis dette er nødvendigt, hvorimod et fly kun vil råde over en enkelt radiokanal, med 4 timeslot (i fremtiden evt. 8).

Frekvensområde

Frekvensområdet der benyttes, er følgende:

Ground to air 1670 - 1675 MHz

Air to ground 1800 - 1805 MHz

Hvert frekvensbånd er opdelt i 164 kanaler, med en afstand på 30,300 kHz.

Hver radiofrekvens er opdelt i 4 timeslot, der hver har en kapacitet på 9600 bit/s, hvilket er tilstrækkeligt til taleoverførsel med den foreskrevne talekodning.

Kanalen kan alternativt benyttes til datatransmission. Der er planlagt en fremtidig udvidelse, hvor der benyttes en mere effektiv talekodning, herved øges kapaciteten til 8 samtaler på en enkelt radiofrekvens, hver med 4800 bit/s. I fremtiden forventes en forbedret talekodning der kun kræver 2400 bit/s.

DTMF transmission

På grund af talekoderen er det ikke muligt at overføre DTMF toner på talestrækningen, hvorfor disse overføres som signalering.

DCS1800

Digital cellular system 1800 er et digitalt mobiltelefonsystem, der bygger på GSM systemets principper. Systemet skal ses både som en udbygning af GSM og som en konkurrent til dette system.

ETSI standarden for DCS1800 er baseret på GSM standarden men i et højere frekvensbånd, og med lidt færre funktioner end i GSM.

Frekvensspektret er 1710 - 1785 MHz uplink og 1805 - 1880 MHz downlink. Dette giver 374 radiofrekvenser, hvilket er 3 gange så mange som i GSM, og kombineret med mindre celler opnås således en betydelig større kapacitet med DCS1800 end for GSM.

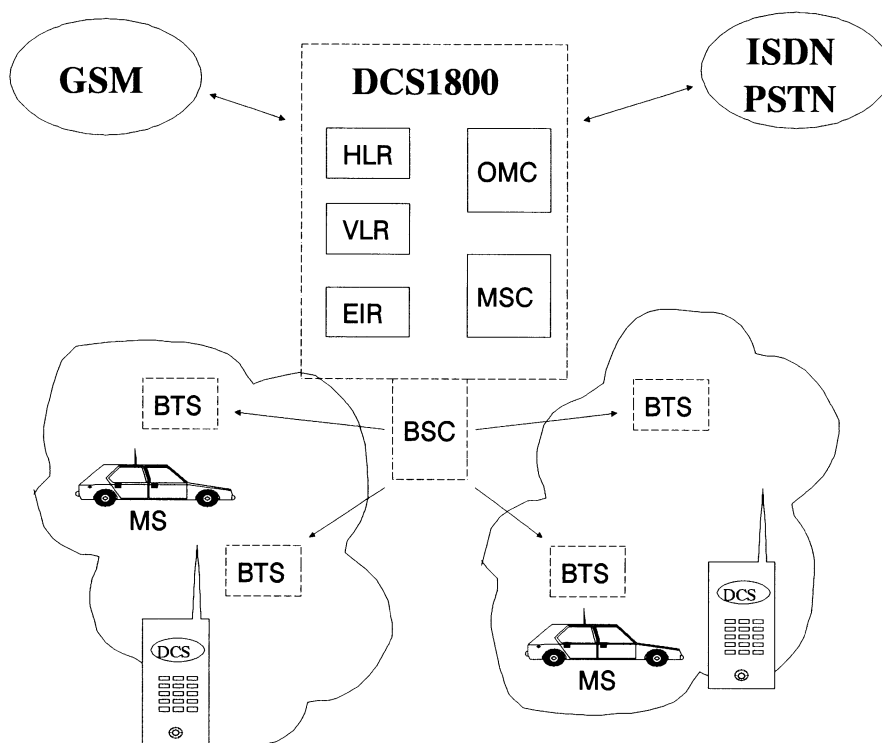
Hele den tekniske infrastruktur i DCS1800 er rettet mod:

- et massemarked for mobilkommunikation
- lave priser, svarende til fastnetpriser
- større netkapacitet
- små og lette mobilterminaler
- radiodækning også indendørs

Det tilstræbes at opfylde følgende krav:

- Trafiktæthed på 500 Erlang km²
- Lav sendeeffekt 250 mW - 2 W
- GSM half-rate codec

Da DCS1800 systemet følger GSM standarden, vil opbygningen ligne GSM systemet på mange punkter.



Blokkene er følgende:

Base tranceiver station BTS

Base station controller BSC

Mobile switching center MSC

Operation and maintenance center OMC

Home location register HLR

Visitor location register VLR

Equipment identification register EIR

Afvigelsen i DCS1800 i forhold til GSM er beskrevet i 11 såkaldte delta recommendations.

Ændringerne berører radio interfacet, hvor effekten er reduceret til 250 mW i forhold til GSMs 5 - 8 W.

På grund af den lavere effekt og den større strækningsdæmpning på 1800 MHz (i gennemsnit 10 dB større end ved 900 MHz) vil celleradius i landområder være op til 8 km (macroceller), mens der i byområder findes to cellestørrelser, microceller med radius over 150m og picoceller under 150m, typisk inde i bygninger. Små celler giver naturligvis mulighed for en større trafiktæthed, men betyder samtidig større investeringer i infrastrukturen.

I DCS1800 er der begrænset roamingservice, kun på national basis.

Det er på tale at lade DCS1800 indgå som mønttelefoner, ligesom det også vil være muligt at INMARSAT systemerne vil kunne samarbejde med DCS1800.

På nuværende tidspunkt er der DCS1800 systemer i drift eller under opbygning i flere lande, UK er nok det land, der først har fået en væsentlig dækning, her benævner man systemet PCN (personal communication network). De første anlæg blev sat i drift i 1993.

I Tyskland er man også langt i opbygningen af DCS1800, her benævner man systemet E-net, der forventes dækning for halvdelen af befolkningen i 1995, og fuld dækning i 1997.

Det må antages, at der i de forskellige lande vil blive dækning for en væsentlig del af befolkningen, men næppe fuld områdedækning. For at sikre fuld dækning forventes det, at der vil blive fremstillet dual-mode terminaler med GSM/DCS1800, hardwaremæssigt vil det være ret enkelt, og softwaremæssigt er der kun få ændringer.

Repetitionsspørgsmål

1) Ved modulation er der 3 parametre der kan påvirkes, hvilke? _____

2) Hvad forstås ved modulationsindeks, og hvad er definitionen? _____

3) Hvad er forskellen på FM og PM? _____

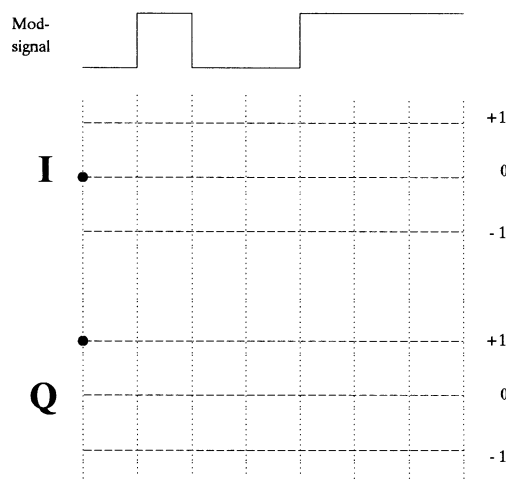
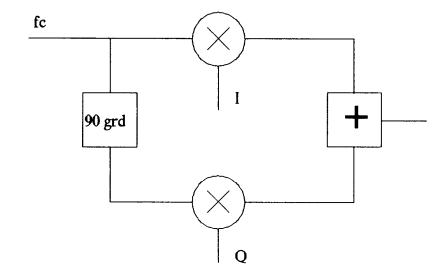
4) Hvad er ASK modulation, og hvor benyttes den? _____

5) Hvad er minimum shift keying?

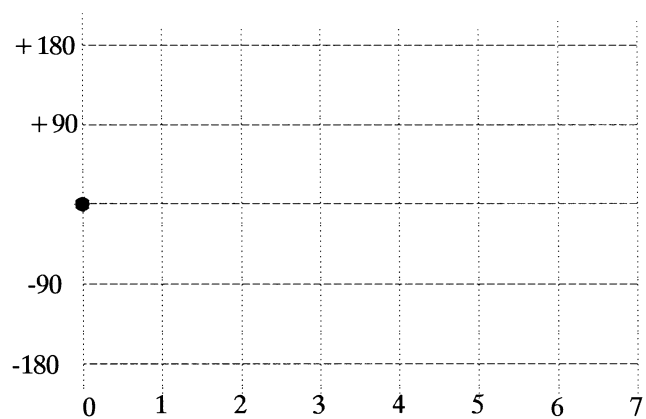
6) Hvad er fordelene ved FFSK modulation?

Hvilke principper benyttes ved talekodning i GSM systemet? _____

MSK modulator

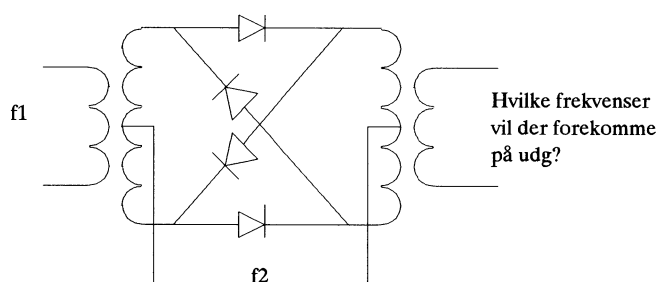


Tegn et fasetræ for ovenstående bitmønster.



Hvad er ADPCM kodning? _____

I DECT systemet benyttes TDD, hvad er det? _____



Hvorledes undgås kollision mellem to DECT systemer der geografisk er placeret tæt på hinanden? _____

Hvorledes måles frekvensen på en DECT terminal? _____

Hvor stor data kapacitet kan opnås i DECT systemet? _____

Repetitionsspørgsmål

1) Nævn nogle fordele som TETRA har overfor GSM systemet. _____

2) Hvilken modulationsform anvendes i TETRA ?

3) Hvor stor er brutto bitraten? _____

4) Hvilken Talekodning anvendes i TETRA ?

5) Hvorledes foregår roaming i ERMES?

6) Hvilken modulationsform benyttes i ERMES?

Øvelser med IQSIM

Dette er en vejledning i brugen af IQSIM programmet. Programmet har et utal af muligheder for at simulere forskellige digitale modulationsformer, og du kan enten vælge at prøve de foreslåede eksempler eller selv afprøve dine ideer.

Indledning

PSK og QAM

Et bit kendetegnes ved en puls med pulsbredden $T_s = T_{\text{bit}} / \text{oversampling}$ og amplituden ± 1 .

Denne puls kan betragtes som et diacstød (hvor T_s er tiden for en aftastimpuls, T_{bit} er bitvarigheden, oversampling er antal samples per bit).

Ved BPSK bliver bitmønsteret sendt igennem et digitalt filter før de tilføres modulatoren.

Ved QPSK, 8psk og QAM bliver bitmønsteret sendt til en seriel/parallel konverter, herefter bliver værdien af 2bit (QPSK) til 8bit (256QAM) bestemmende for polariteten og amplituden af I og Q signaler, disse signaler sendes også igennem et digitalt filter for at forme modulationssignalet.

Aktuelle filtre i denne forbindelse er:

$$\sin \frac{x}{x}$$

$$\cos^2$$

Cosinusfilter

Hvis du vælger No filter vil modulatoren blive tilført en ufiltreret deltafunktion, og der vil ses vanvittige skærm billeder.

CPFSK (continuous phase frequency shift keying)

Et bit præsenteres ved pulstiden Tbit og amplituden ± 1 .

Impulsen sendes gennem et digitalt (gaussisk) filter, udgangssignalet benyttes til at beregne den aktuelle bærebølgefase. Sinus og cosinus til denne fase finder programmet i en tabel, og omdanner disse til analoge værdier i en D/A konverter.

Interessante filtre i denne sammenhæng er:

No Filter (der vil genereres MSK modulation)

Gaussian (der vil genereres GMSK modulation)

Opsætning

Efter starten af programmet kommer der en række menu-punkter op i toppen af billedet, gennem disse menuer kan forskellige parametre ændres, her vil vi ikke give en fuldstændig forklaring, men kun belyse de vigtigste punkter.

POWER RAMP vælges OFF (default ON)

GRAPHIC PARAMETERS hvis man ønsker at se RF amp, phase, frekvens eller det modulerede signal vil det være mest overskueligt at benytte et lille antal bit, fx start = 0, stop = 10.

Ønskes det at se vektor, eller øjediagram bør man vælge et stort antal bit for at sikre at alle kombinationer vil forekomme, fx start = 0, stop = 511.

PSK og QAM**BPSK**

Vælg:

Modulation

Mapping

2PSK

Coding

No coding

Filter

a) $\sin X/X$ b) $\cos^2 @$ (@ = 0.35)c) $\cos @$ (@ = 0.35)

Graphics

 $i(t)$ $r(t)$ og $\phi(t)$ amplitude og phase

Hvornå antager amplituden værdien . hvordan er fasen ved denne værdi?

Vælg:

Graphics

EYE diagram

Sammenlign øjediagrammet med den filtrerede og ufiltrerede funktion. Hvorledes er muligheden for en sikker demodulation (min bitfejl midt i bitperioden) ?

Hvilken filterfunktion er bedst når man ser på sikker demodulation?

Hvilke forskelle er der på de to filtre \cos og \cos^2 ? Læg mærke til den vertikale øjeåbning!

QPSK

Vælg:

Modulation

Mapping

QPSK

Coding

No coding

Filter

a) $\sin X/X$

b) $\cos^2 @$ ($@ = 0.35$)

c) $\cos @$ ($@ = 0.35$)

Graphics

$i(t)$

$r(t)$ og $\phi(t)$ amplitude og phase

Hvornår antager amplituden værdien . hvordan er fasen ved denne værdi?

Vælg:

Graphics

EYE diagram

Sammenlign øjediagrammet med den filtrerede og ufiltrerede funktion. Hvorledes er muligheden for en sikker demodulation (min bitfejl midt i bitperioden) ?

Hvilken filterfunktion er bedst når man ser på sikker demodulation?

Hvilke forskelle er der på de to filtre cos og cos²? Læg mærke til den vertikale øjeåbning!

Hvorledes er støjfølsomheden ved de to modulationsarter?

8-PSK

Vælg:

Modulation

Mapping

8-PSK

Coding

ADC coding

Filter

a) $\sin X/X$

b) $\cos^2 @$ ($@ = 0.35$)

Graphics

$i(t)$ og $q(t)$

$r(t)$ og $\phi(t)$ amplitude og phase

vektordiagram

Sammenlign HF amplituden ved filtreret og ufiltreret modulation. Hvad bemærker du ved $r(t)$?

Sammenlign HF amplituden og vektordiagrammet ved kodning og uden kodning.

CPFSK

Vælg:

Modulation

Mapping

CPFSK

Coding

a) No coding

b) GSM coding

Filter

a) NO FILTER

b) GAUSSIAN (forkellige $B \cdot T$)

Graphics

$i(t)$ og $q(t)$

$r(t)$ og $\phi(t)$ amplitude og phase

$r(t)$ og $f(t)$

EYE DIAGRAM

VECTOR DIAGRAM

Beskriv de principielle forskelle mellem PSK og CPFSK. Beskriv sammenhængen mellem frekvens og fase ved CPFSK.

Hvorledes ændrer $r(t)$ sig med filtreringen af datasignalet?

Forklar dette ud fra vektordiagrammet.

Betragt øjediagrammet ved filtreret og ufiltreret signal. Sammenlign øjediagrammerne med dem fra \cos^2 filtreret BPSK. Hvorledes påvirkes intersymbolinterferensen ved de to modulationsarter?

Øvelse med IQ programmet

Start programmet IQ i menuen.

Gå til selve programmet ved at trykke på en vilkårlig tast.

Begynd med at ændre mod.type til BPSK, dette sker ved at taste `< E >`, nu fremkommer der en cursor under mod.type, typen ændres med `↑` og `↓`, med `←` og `→` vælges enten S/N eller filterkoefficient, men lad S/N og filter være uændret i første omgang.

På skærmen ses nu et blokdiagram af et samlet kommunikationssystem, der findes et par måleprober der kan flyttes hen igennem systemet.

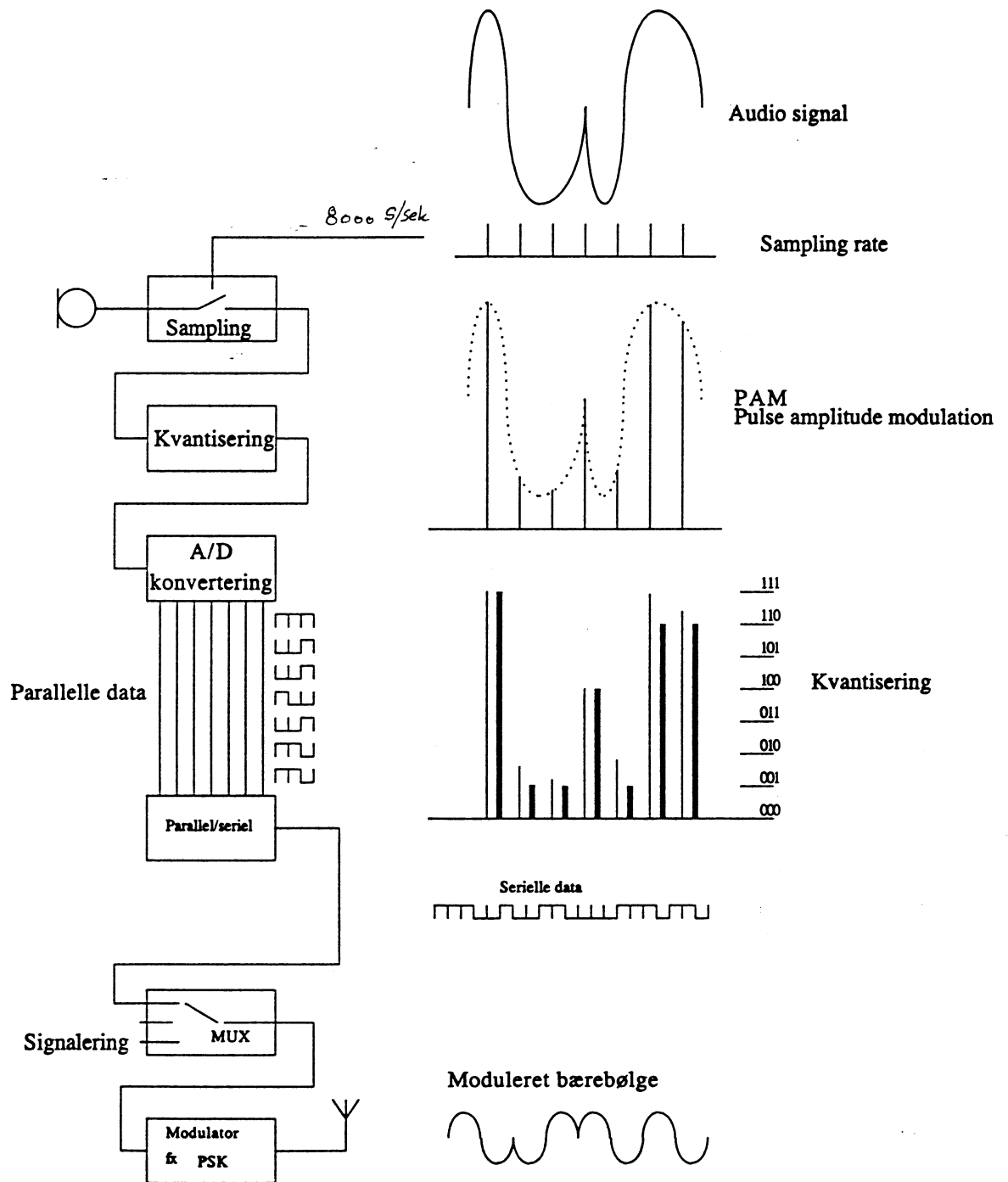
Under blokdiagrammet vises hvilke informationer der er tilgængelige fx 1 eller 2 grafer, tekst o.l.

Disse informationer vælges med pil ned, de steder hvor der forefindes I Q signaler kan der vælges øjediagram, ved først at aktivere proben med pil ned, og derefter taste `< RETURN >`, øjediagrammet vises som 3D, og kan vendes og drejes med piltasterne. (tænk tredimensionelt når du drejer billedet ellers virker det lettere kaotisk!!)

Når du er blevet dus med håndteringen af programmet kan du prøve at gøre S/N dårliger, og se hvilken indflydelse det får på det modtagne signal

NB!! husk du tilfører støjen på radiostrækningen, der sker først noget på modtagersiden.

Puls Code Modulation (PCM)



Talekodning

I et kommunikationssystem som fx et mobiltelefonsystem, er det primære formål at overføre taleinformation. Kundens krav til et sådant system, er at talen overføres med en acceptabel kvalitet og til en fornuftig pris.

I de analoge systemer vi har kendt i mange år, benyttes de kendte modulationstyper som AM, FM og PM. FM/PM har været den foretrukne modulationstype, på grund af dens evne til at undertrykke støj og uønskede signaler. Men på trods af dette kan der naturligvis forekomme forstyrrelser, der omgående vil bemærkes og ikke lader sig fjerne fra nyttesignalet.

I GSM systemet anvendes digital modulation der åbner mulighed for at regenerere et dårligt modtaget signal, således at det vil give en god signalkvalitet under forhold hvor et analogt signal ville være ubrugeligt. Dette skyldes det enkle faktum at hvis man i det modtagne digitalsignal kan konstatere en bitfejl vil man også være i stand til at udbedre den, (hvis man har modtaget et 0, og ved at det er fejlbehæftet, så skal dette blot inverteres til et 1).

En sådan reparation af et analogsignal er utænkeligt eftersom en konstateret fejl vil have uendelig mange spændingsniveauer der alle kunne være korrekte.

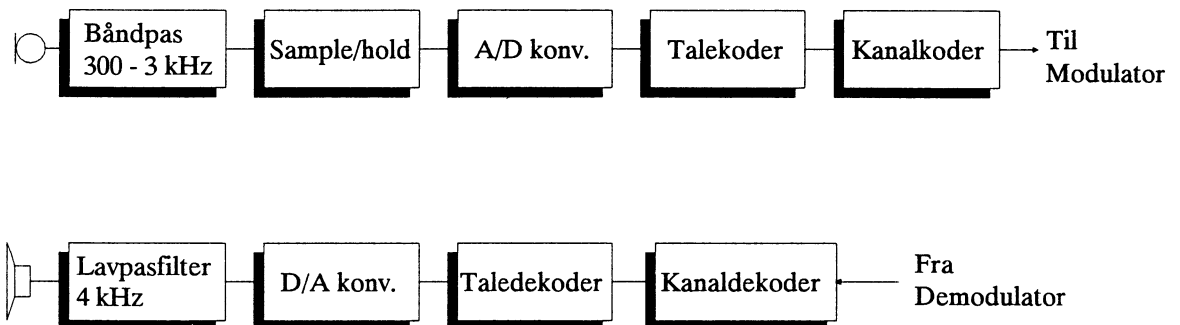
Digitaliseringen

Hvorledes foregår så denne omsætning af det analoge mikrofonsignal til et digitalsignal?

For at omdanne det analoge signal (300 Hz - 3 kHz) til en strøm af bit, er det nødvendigt med en "oversætter" der behandler signalet således at det senere vil være muligt at reproducere dette.

Omsætningen sker ved hjælp af et sample/hold kredsløb, der har til opgave at udtage "prøver" af analogsignalet og sende disse til en A/D konverter der så omsætter de enkelte prøver til en binær værdi.

Antallet af prøver der udtages er 8000/sek, denne høje af-tastningsrate er nødvendig for at sikre en korrekt omsæt-ning. Som en grundregel siger man at sampling raten bør væ-re mindst 2 gange den højeste frekvens der forekommer i analogsignalet. Der vil ellers kunne forekomme stødtoner mellem analogsignalet og samplingfrekvensen, dette kaldes aliasing.



Omsætningen til en binær værdi sker med en nøjagtighed på 13 bit hvilket svarer til 8192 spændingsniveauer. Denne omsætning der sker kontinuert, medfører at der fra A/D konverteren vil "flyde" en strøm af bit på 104 kBit/sek. I GSM systemet betegnes den her beskrevne konvertering som Digital Audio Interface (DAI).

Fast telefonnet/GSM

Det binære signal der fremkom ved A/D konverteringen, kunne ligesåvel stamme fra det faste telefonnet, hvor transmissionen også sker i digital form, blot med den undtagelse at der her anvendes kompression af signalet, det såkaldte A-law der benytter samplingrate på 8 kHz og 8 bit (CCITT G711). For at tilpasse dette signal til GSM systemet sker der en ekspandering til 13 bit.

Speech codec (Tale Koder/Dekoder)

Denne speech codec har en meget vigtig opgave i GSM systemet, nemlig at reducere de 104 kBit/sek til en mindre værdi, således at der kan tilføjes forskellige kontrolbit, og at det stadig vil være muligt at overføre signalet på en økonomisk forsvarlig måde.

Speech codec benytter to forskellige metoder for at opnå den ønskede bitreduktion:

- LPC, LTP og RPE

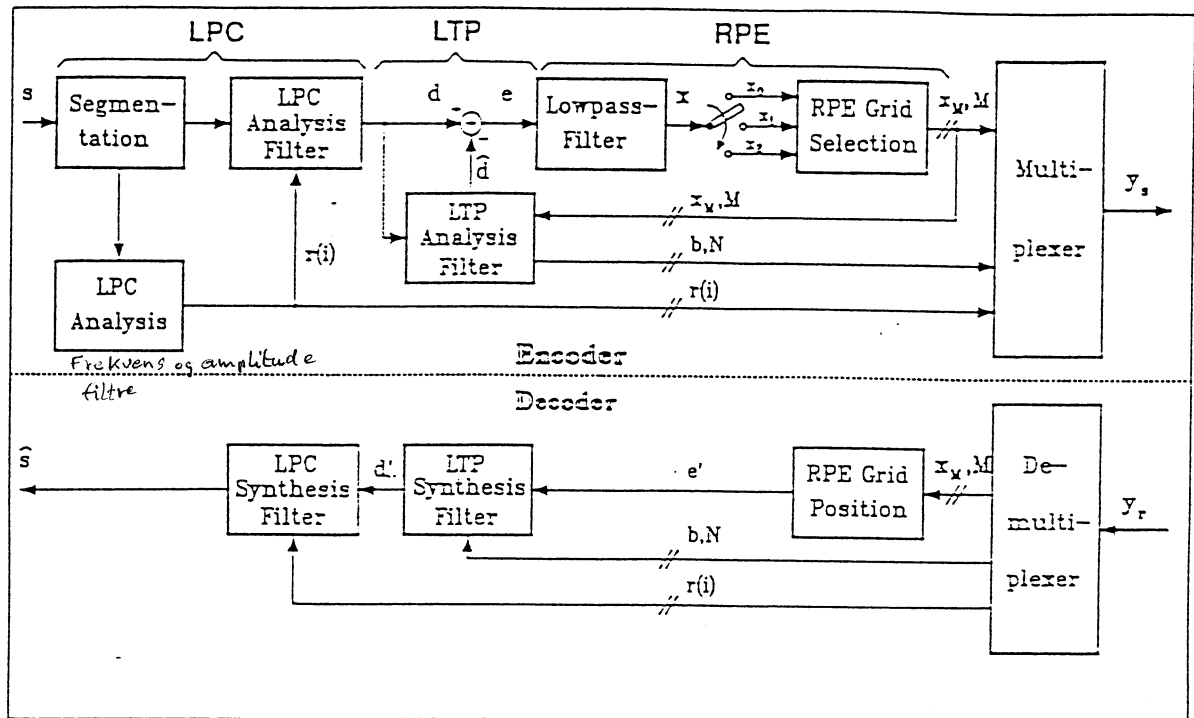
LPC står for Linear Predictive Coding

LTP står for Long Term Prediction

og RPE står for Regular Pulse Excitation.

I disse tre moduler forsøger man at efterligne de menneskelige taleorganer, og derefter fjerne signaler der ikke stammer herfra, på denne måde kan opnås en betragtelig reduktion af datamængden.

LPC modulet



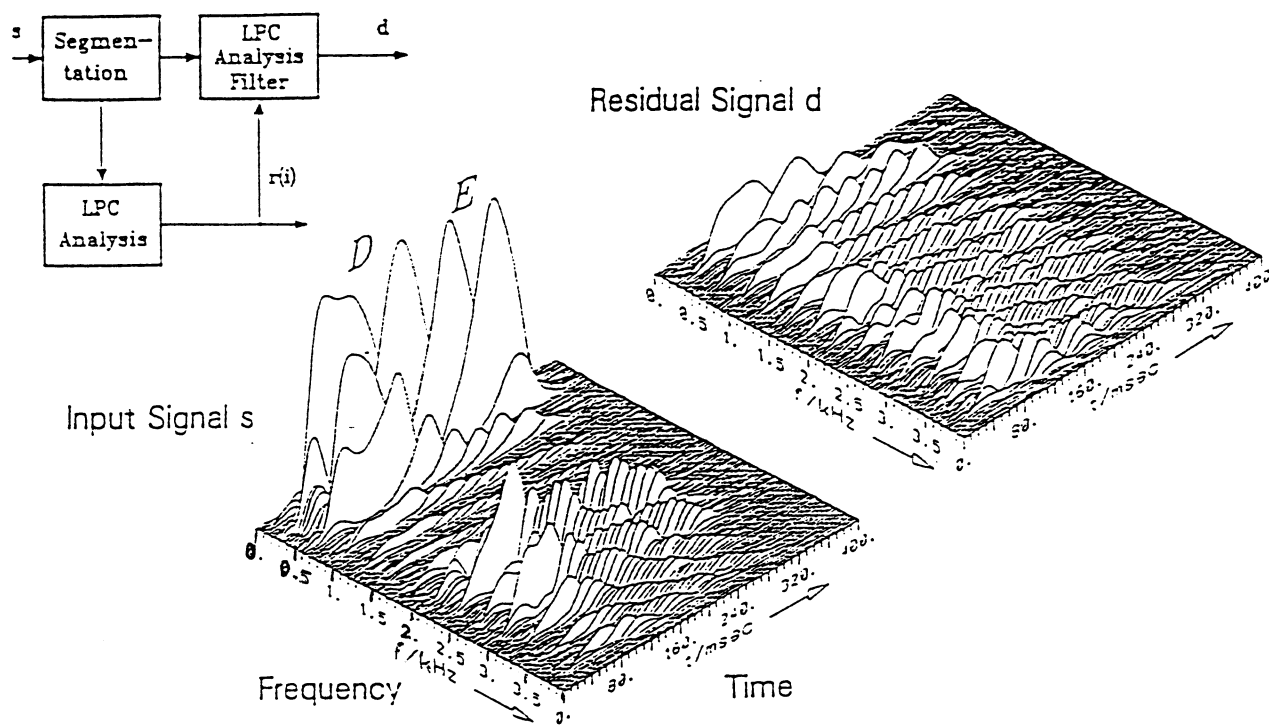
Oversigtsdiagram for talekoder/dekoder

I dette modul opdeles det digitaliserede talesignal (104 kBit/sek) i blokke på 20 mS, hver blok indeholder 160 samples a' 13 bit = 2080 bit.

En analyse af disse datablokke giver 10 filterkoefficienter og bruges til at aktivere et tids- og amplitudevariabelt digitalfilter med båndpaskarakteristik på 5 forskellige centerfrekvenser.

Dette filter bringes til at efterligne de resonanskamre der findes i næse/mundhule på et menneske. Har man konstrueret et sådant filter og tilføjer dette et signal svarende til de trykbølger vi frembringer med strubehovedet, vil det være muligt at reducere dynamikken i talesignalet for igen på modtagersiden at rekonstruere talesignalet.

Der beregnes mange nye filterparametre for hver 20 ms, da disse kun er gældende i ca 1 ms. Filterparametrene bevirker en reduktion af dynamikområdet. se fig.

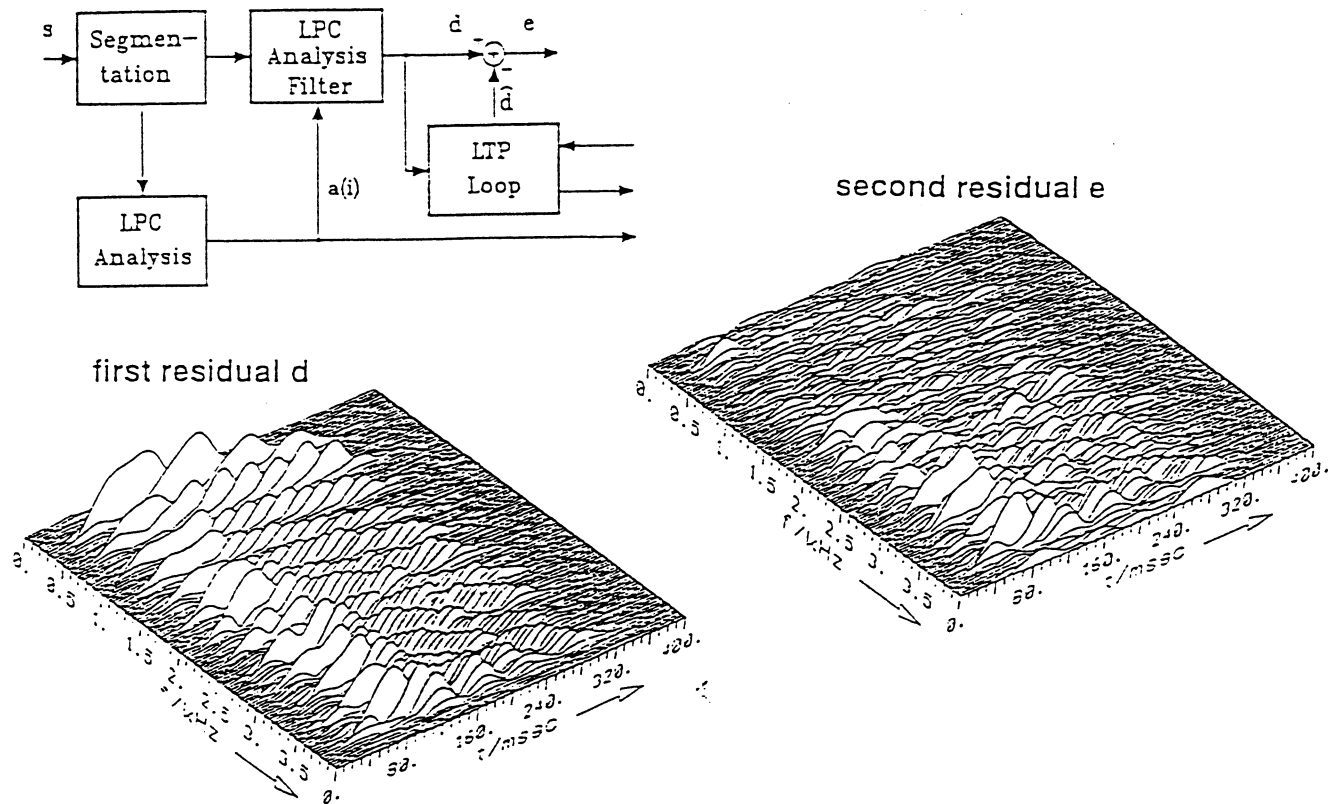


Før og efter LPC analyse/filtrering

I blokdiagrammet betegnes dette output fra LPC modulet som restsignal d. Udover dette restsignal vil der være tilhørende filterparametre der også skal overføres.

LTP modulet

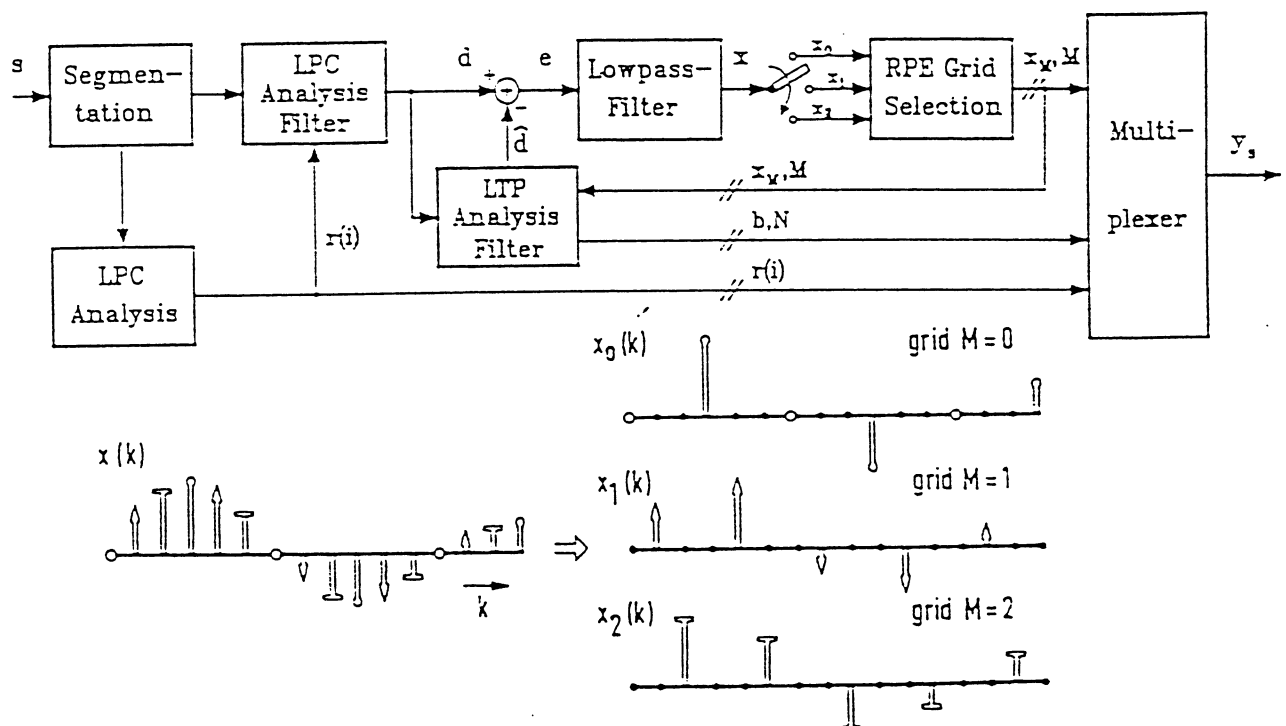
LTP analysen foretages for hver 5 ms, svarende til 40 samples. Analysen har gyldighed i 5-15 ms, og har til formål at bortfiltrere længerevarende talesegmenter som fx æææææ.. øøøøø.. og ååååååå.., men bibeholde "finstrukturen" i talen. Som det ses af spektret vil resultatet der benævnes restsignal e have et meget lille dynamikindhold og dette er koncentreret i den højfrekvente del. se fig næste side.



Før og efter LTP analyse/filtrering

RPE modulet

I RPE modulet bliver signalet sendt gennem et lavpasfilter og derefter også behandlet i 5 ms blokke svarende til 40 samples.



Hver blok bliver opdelt i sekvenser med en for hver fjerde aftastning fx 1,5,9,13.... osv. 2,6,10,14.... ell. 3,7,11,15. Dette svarer til en sampling med en samplingfrekvens på 1/4 af den oprindelige samplingfrekvens.

Nu foretages der en udvælgelse af de blokke der indeholder den største energimængde, og de øvrige blokke "skrotes", hvorved der opnås en væsentlig reduktion af datamængden, uden at det går ud over forståelsen.

Reduktionen

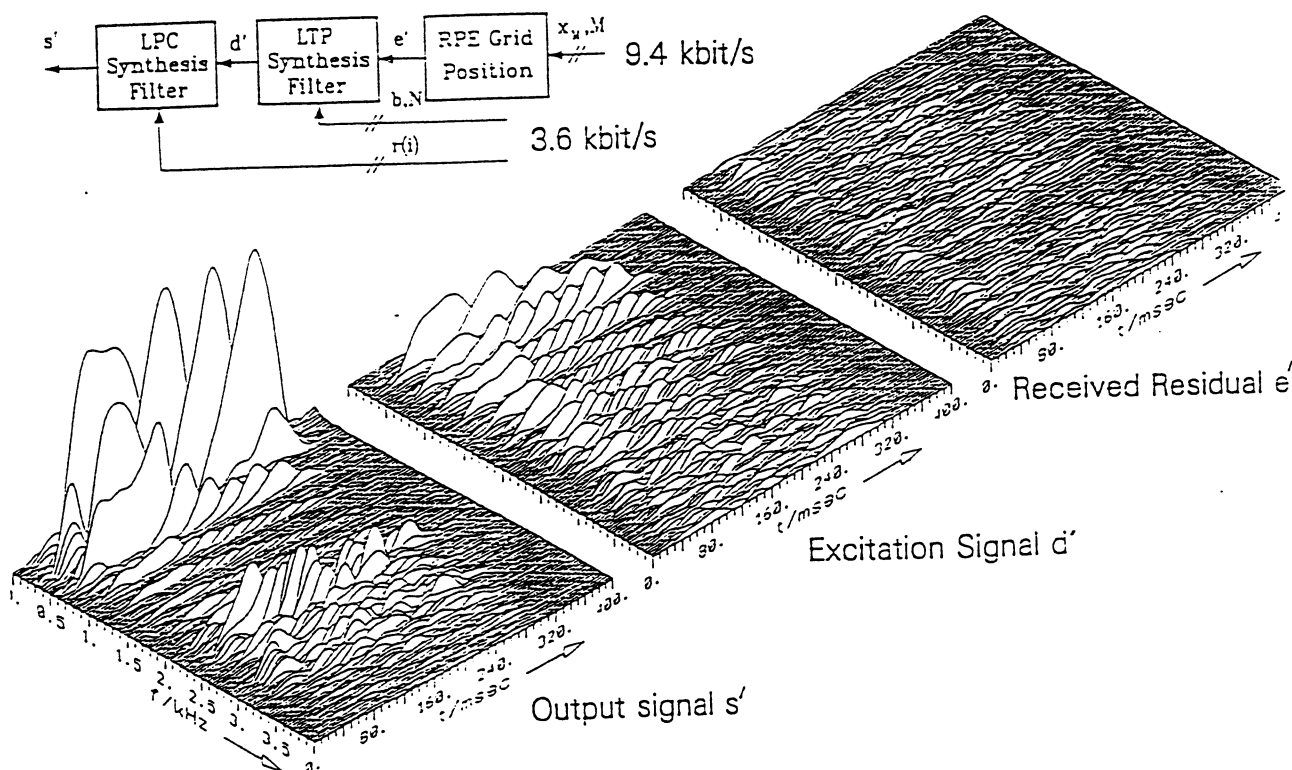
Den her beskrevne reduktionsmetode betyder at der for hver 20 ms. vil blive genereret en data ramme på 260 bit, hvor der oprindeligt blev tilført 2080 bit, altså en betydelig reduktion (8 gange) fra 104 kBit/sek til 13 kBit/sek.

Parameter	Bedeutung	Bitanzahl	Bitrate
$LAR_c(i)$, $i=1..8$	LPC-Parameter	36	1.8 kBit/s
$N_c(j)$, $j=1..4$	LTP-Delay	28	1.4 kBit/s
$b_c(j)$, $j=1..4$	LTP-Gain	8	0.4 kBit/s
$M_c(j)$, $j=1..4$	RPE-Grid	8	0.4 kBit/s
$X_{max_c}(j)$, $j=1..4$	RPE-Blockmaximum	24	1.2 kBit/s
$X_{Mc}(j,l)$, $j=1..4, l=0..12$	RPE-Pulse	156	7.8 kBit/s
Summe		260	13.0 kBit/s

Fordelingen af bit i en 20 ms taleramme

Dekodningen

Dekodningen foregår i modsat rækkefølge som vist på figuren herunder.



Talerammerne

De talerammer der nu er blevet genereret i blokke a' 260 bit, sendes nu til en såkaldt kanalkoder før de sendes til modulatoren, i denne kanalkoder bliver der tilføjet korrektionsbit, og herved kommer bitraten op på 22,8 kBit/s.

De enkelte bit i en taleramme har en bestemt betydning, der gør det muligt at reproducere talen på modtagersiden så korrekt som muligt.

De 260 bit opdeles i forskellige klasser, afhængig af deres vigtighed. De enkelte klasser benævnes således:

Klasse Ia (50 bit), disse er de vigtigste bit, da de indeholder filterparametre, blokamplituder og LTP parametre.

Klasse Ib (132 bit) der indeholder RPE pointer og pulse, LTP parameter.

Klasse II (78 bit) indeholdende RPE-pulse og filterparametre, som de mindst vigtige.

Transmissionsfejl

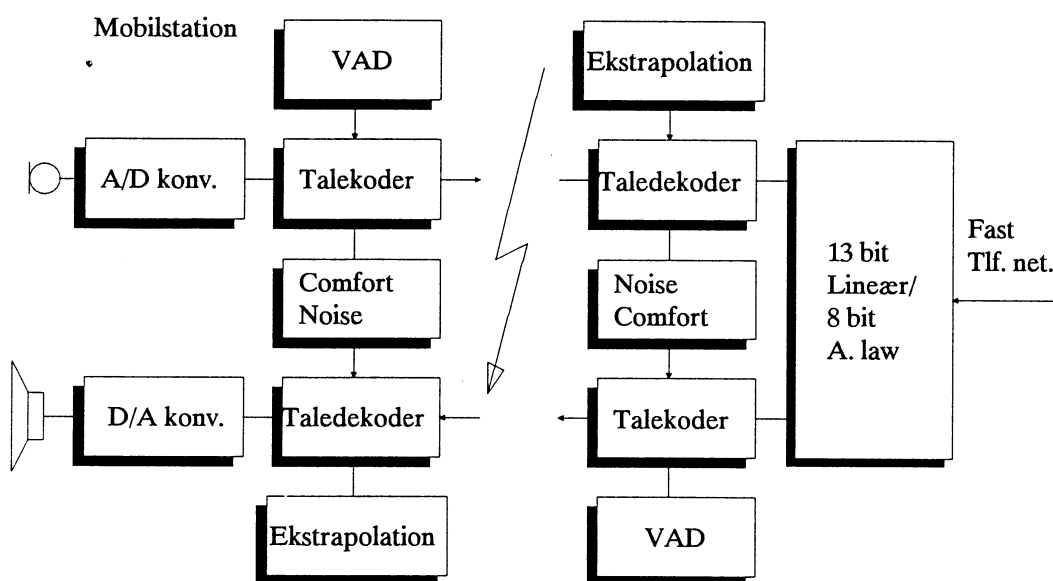
De fejl der eventuelt måtte opstå ved transmissionen, er det muligt til en vis grænse at finde og korrigere på modtagersiden ved hjælp af de ekstra bit der blev tilføjet. Hvis der opstår fejl der ikke kan korrigeres i klasse I bittene, bliver hele blokken kasseret, og der foretages en ekstrapolation, hvor tidligere modtagne talerammer bliver genindsat. Det samme system kendes fra TV transmission via satellit, hvor man til tider ser fx en sportstransmission, hvor billederne en gang imellem bevæger sig i ryk, det sker hvis der mangler brudstykker af signalet, og i den tid udsendes det sidst modtagne billed gentagne gange.

Vi skal senere i afsnittet om Interleaving se at der faktisk kan mangle ikke så få bit i en blok uden at det påvirker talekvaliteten mærkbart.

Diskontinuerlig sending

Ud over de her nævnte metoder til at reducere det nødvendige antal bit, åbner GSM systemet mulighed for at begrænse antallet af udsendelser, hvor det ikke er påkrævet af hensyn til talesignalet.

Dette kaldes DTX (Discontinius Transmission) og tjener to formål, dels at forbedre batteriøkonomien, og dels at mindske faren for forstyrrelser i nabocellerne. At dette princip



har betydning, ses af at der ved en normal samtale, vil være ca 50% af tiden hvor der bliver talt, mens der i de resterende 50% vil være pause.

Der er derfor indført et kredsløb, der svarer til den håndfrie betjening i NMT systemet, hvor et kredsløb registrerer hvornår der bliver sagt noget i mikrofonen. I GSM systemet kalder man dette kredsløb for en Voice Activity Detector (VAD), der stilles store krav til dette kredsløb, idet det med stor sikkerhed skal kunne skelne mellem tale og baggrundsstøj.

Imidlertid giver dette system en kommunikation med "huller", eftersom der i talepauser vil være fuldstændigt "dødt". Det har vist sig at hvis der kunstigt indføres en baggrundsstøj vil samtalen blive mere "naturlig". For at bedre på dette forhold har man indført et begreb der kaldes for "Comfort Noise".

Hvis der i en længere periode ikke bliver talt, overføres for hver 480 ms. en SID ramme (silence descriptor frame). I denne ramme ligger information om det aktuelle baggrundsstøjniveau, dette bliver så gentaget indtil der kommer en ny SID ramme eller taleinformation.

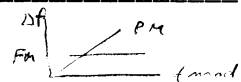
Repetitionsspørgsmål

1) Ved modulation er der 3 parametre der kan påvirkes, hvilke? Fase, frekvens, amplitude

2) Hvad forstås ved modulationsindeks, og hvad er definitionen? forholdet mellem modulations frekvens og udsendt frekvens område

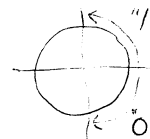
$$\eta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

3) Hvad er forskellen på FM og PM?



4) Hvad er ASK modulation, og hvor benyttes den? amplitude shift keying, morse, tidssendere

5) Hvad er minimum shift keying?



6) Hvad er fordelene ved FFSK modulation?

overførsel af

bits med samme frekvens

Repetitionsspørgsmål

TETRA

1) Nævn nogle fordele som TETRA har overfor GSM systemet. Direkte kanaler, hurtig etablering af kanaler.

gruppeløst

2) Hvilken modulationsform anvendes i TETRA ?

π/4QPSK

3) Hvor stor er brutto bitraten?

36 ~~36~~ kbit/s

4) Hvilken Talekodning anvendes i TETRA ?

ADPCM (CELP)

ERMES

5) Hvorledes foregår roaming i ERMES?

Ja.

6) Hvilken modulationsform benyttes i ERMES?

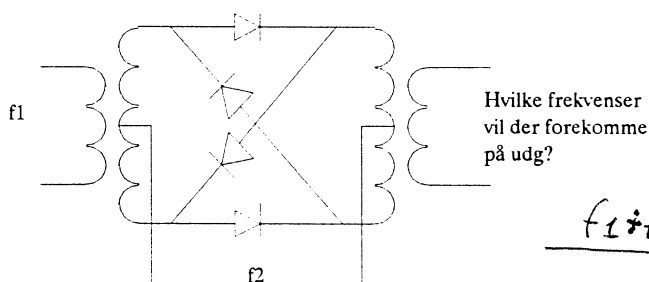
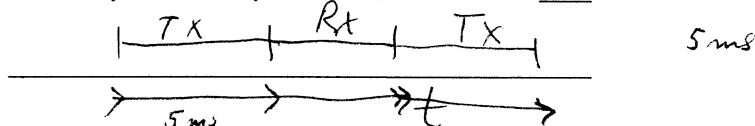
~~ADPCM~~

4 PAM/FM

1 1 1 1 1

Hvad er ADPCM kodning? Adaptiv differential PCM *Kun ændring overføres*

I DECT systemet benyttes TDD, hvad er det? Time Division Duplex



$f_1 + f_2$

Hvorledes undgås kollision mellem to DECT systemer der geografisk er placeret tæt på hinanden? synkronisering

eller detektering ved sidste 4 bit

Hvorledes måles frekvensen på en DECT terminal?

GSM → ~~Der sendes en ramme "1" og telleren "Gates"~~
Bærebølge +67,5KHz Der sendes 000011110000 ---

Hvor stor data kapacitet kan opnås i DECT systemet?

900 kbit/s