

INF5490 RF MEMS

F14: Trådløse systemer med RF
MEMS

INF5490: faglig innhold

- "RF MEMS"
 - → 2 bestanddeler: **RF** og **MEMS**
 - Beskrivelse og modellering av MEMS-komponenter er vektlagt
- Denne forelesning:
 - **MEMS komponenter brukt i RF-systemer**

Dagens forelesning

- Trådløs kommunikasjon
- Ulike prinsipper for RF transmisjon
- Teknologi og komponenter som brukes i dag
- Transceiver med RF MEMS
 - "RF **receiver** front-end"-arkitektur
 - **Transmitter** arkitektur
- Aktuelle forskningstemaer

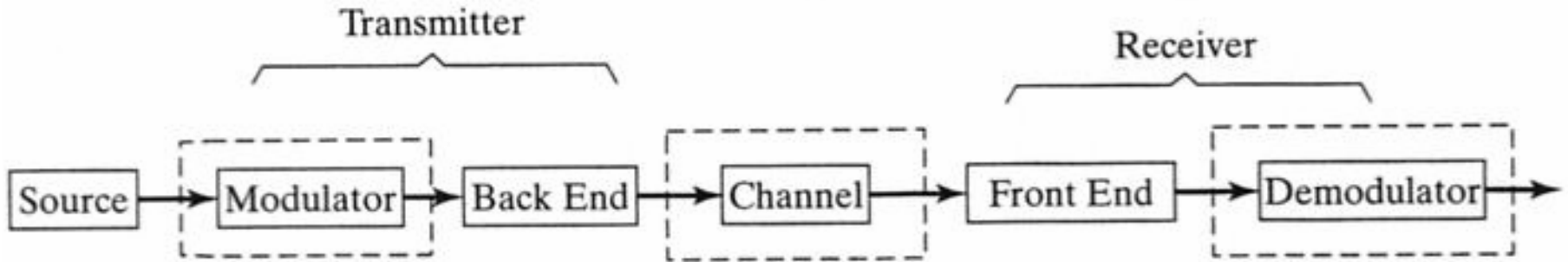
RF-systemer

- RF er sentralt innen trådløs kommunikasjon
 - Radiobølger benyttes for transmisjon/mottak
 - Elektromagnetiske bølger (Maxwells ligninger)
- Radio **"transceiver"** er en sentral komponent
 - Transmitter + Receiver
- RF-systemer må
 - Overføre **effekt** på en gitt **frekvens**
 - Benytte en begrenset **båndbredde**
- **Filtrering** trengs for å skille kanaler

Table 1-1 IEEE Frequency Spectrum

Frequency Band	Frequency	Wavelength
ELF (Extreme Low Frequency)	30–300 Hz	10,000–1000 km
VF (Voice Frequency)	300–3000 Hz	1000–100 km
VLF (Very Low Frequency)	3–30 kHz	100–10 km
LF (Low Frequency)	30–300 kHz	10–1 km
MF (Medium Frequency)	300–3000 kHz	1–0.1 km
HF (High Frequency)	3–30 MHz	100–10 m
VHF (Very High Frequency)	30–300 MHz	10–1 m
UHF (Ultrahigh Frequency)	300–3000 MHz	100–10 cm
SHF (Superhigh Frequency)	3–30 GHz	10–1 cm
EHF (Extreme High Frequency)	30–300 GHz	1–0.1 cm
Decimillimeter	300–3000 GHz	1–0.1 mm
P Band	0.23–1 GHz	130–30 cm
L Band	1–2 GHz	30–15 cm
S Band	2–4 GHz	15–7.5 cm
C Band	4–8 GHz	7.5–3.75 cm
X Band	8–12.5 GHz	3.75–2.4 cm
Ku Band	12.5–18 GHz	2.4–1.67 cm
K Band	18–26.5 GHz	1.67–1.13 cm
Ka Band	26.5–40 GHz	1.13–0.75 cm
Millimeter wave	40–300 GHz	7.5–1 mm
Submillimeter wave	300–3000 GHz	1–0.1 mm

Generelt kommunikasjonssystem



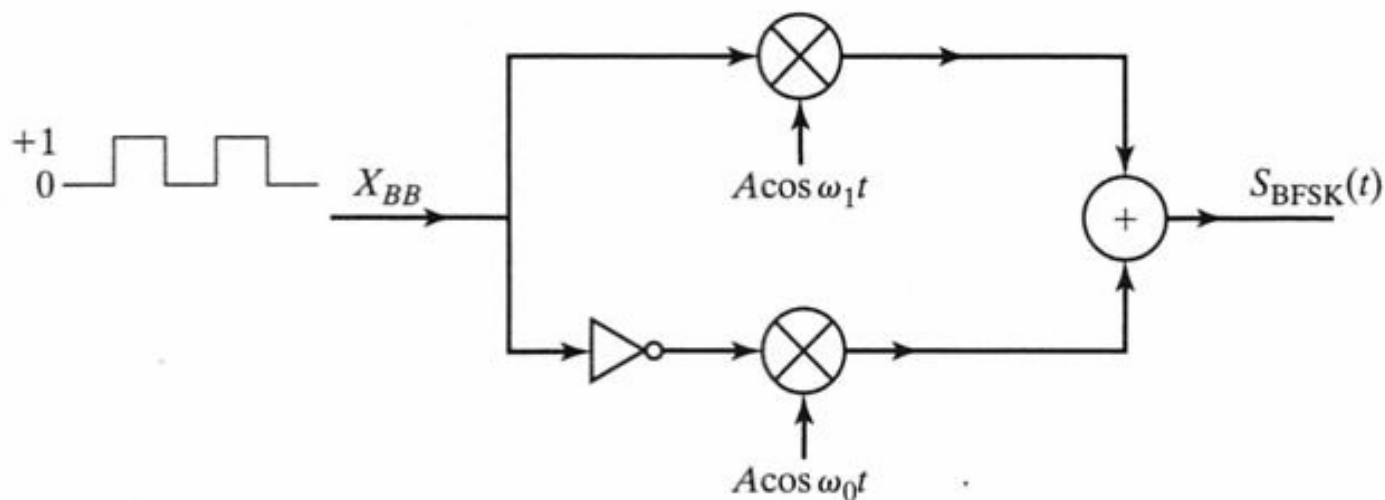
Bitstrøm moduleres (kodes) på **bærebølge** (carrier)

Radiokanalen introduserer støy, interferens, forstyrrelser

Mottaker former signalet for demodulasjon

Ulike kodingsprinsipper

- Mange ulike modulerings-skjema finnes
 - F.eks. **BFSK, Binary Frequency Shift Keying**
 - Ved overføring av digitale data
 - Koder bitene til 2 ulike frekvenser (T_b er bit-varighet)

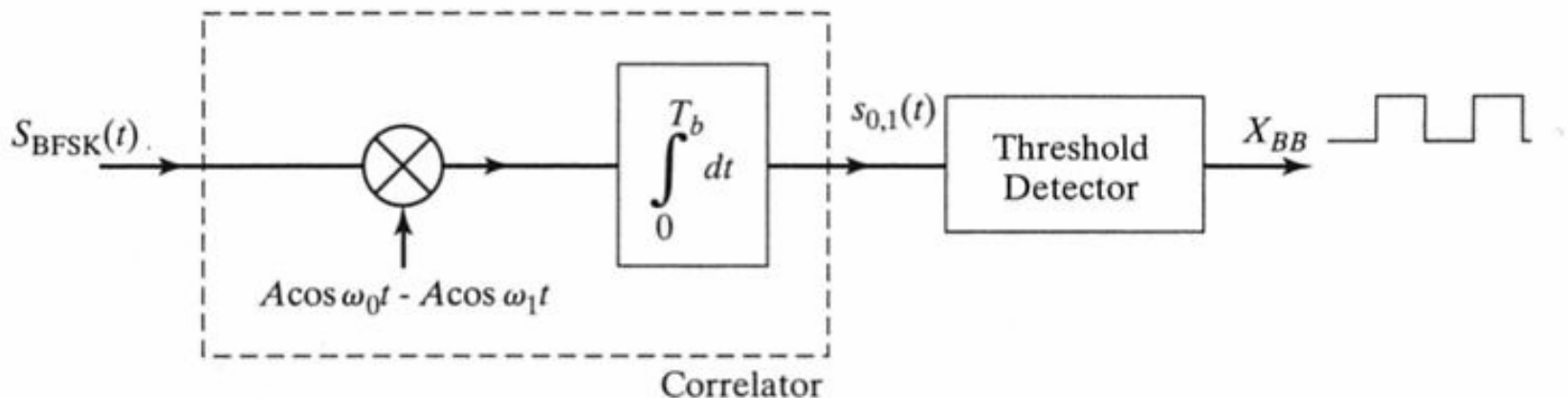


Demodulasjon BFSK

- Koherent demodulator

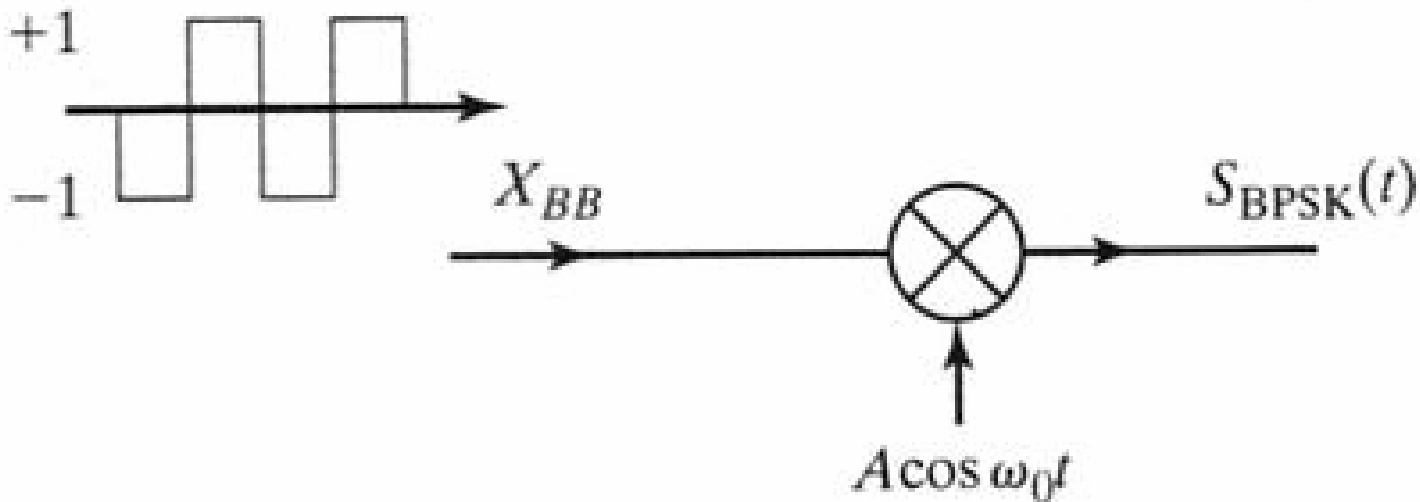
$$\text{logic 0: } s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t - A \cos \omega_1 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2}; \quad (1.1)$$

$$\text{logic 1: } s_1(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_1 t)(A \cos \omega_0 t - A \cos \omega_1 t) dt = -\frac{A^2 T_b}{2}. \quad (1.2)$$



BPSK

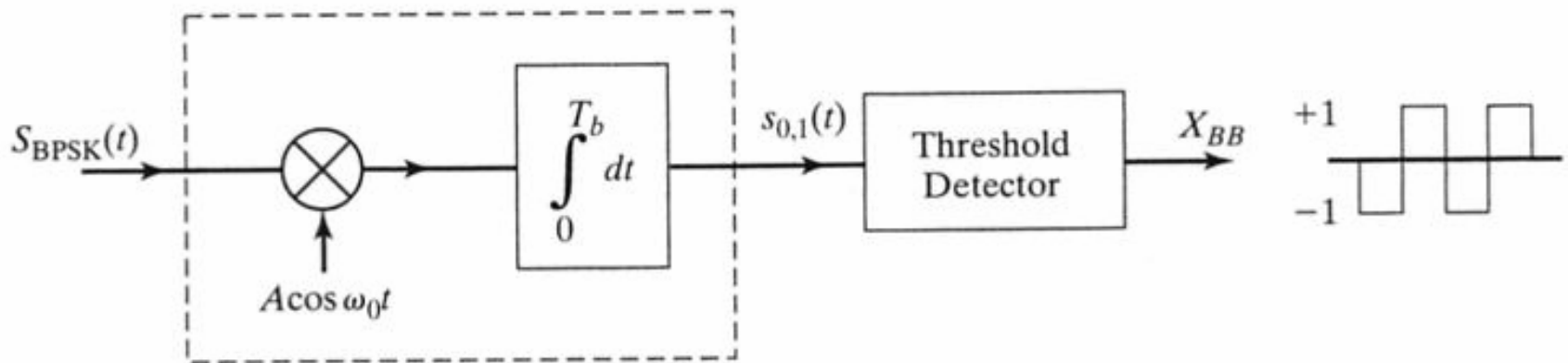
- **Binary Phase-Shift Keying**
- Modulerer fasen på bærebølgen
 - Fasen endres 180 grader ved overgang fra 0 til 1 (+ π)



Demodulasjon BPSK

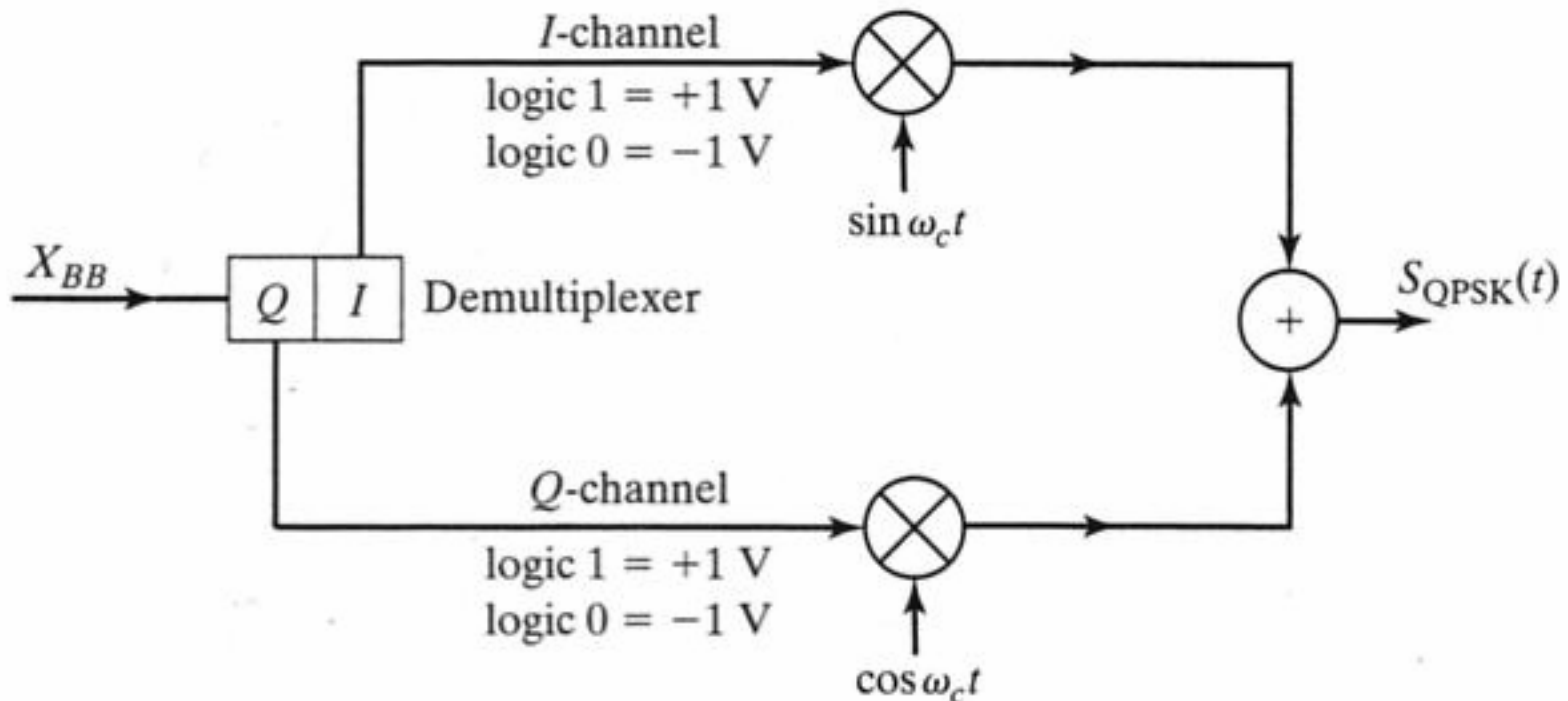
$$\text{logic 1: } s_1(t) = \int_0^{T_b} (-A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = -\frac{A^2 T_b}{2};$$

$$\text{logic 0: } s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2}.$$



QPSK

- **Quadrature Phase-Shift Keying**
- Har mer enn 2 representasjoner av inngangsdata
 - Inngang kombineres i bit-grupper 00,01,10,11



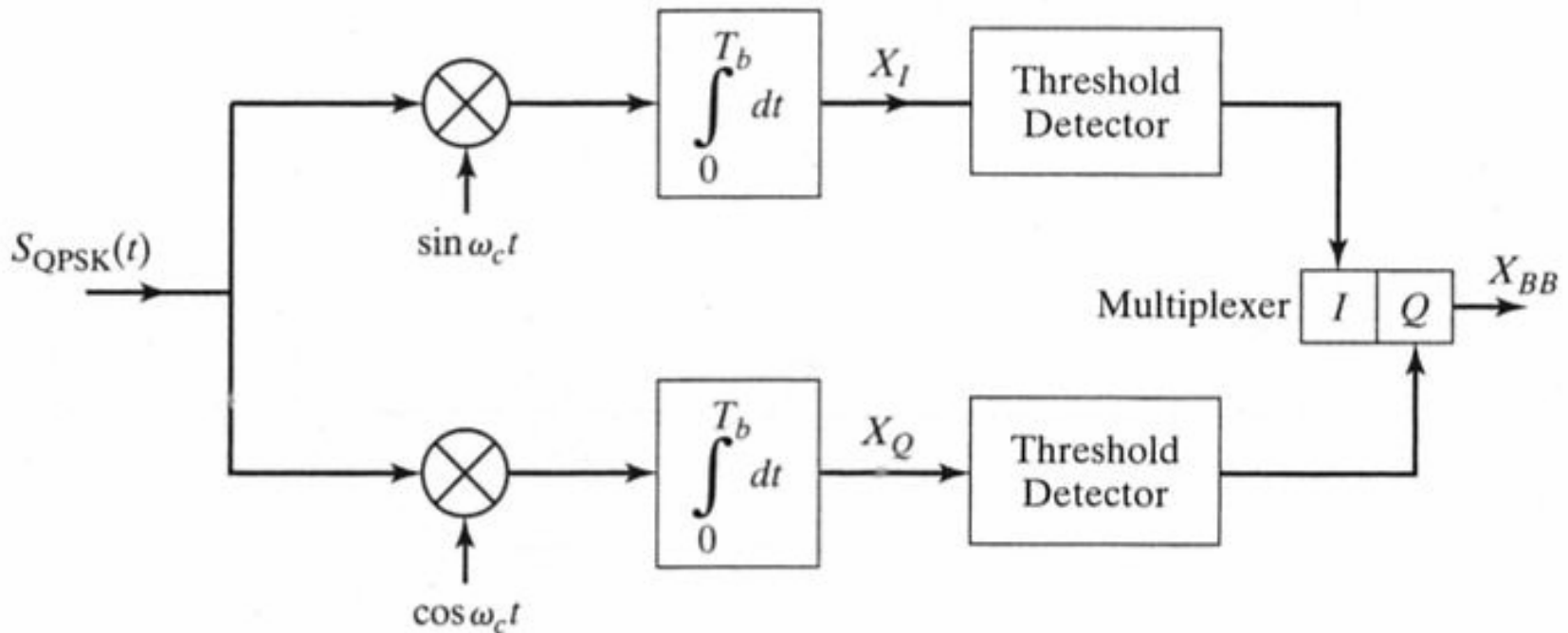
QPSK, forts.

- Halve bitraten i hver gren
- Demultiplekser sender annethvert bit opp og ned
- I og Q-kanal ligger 90 grader ut av fase
 - **In-fase** komponent og **kvadratur**-komponent

$$s_{\text{QPSK}}(t) = \pm A \cos \omega_c t \pm A \sin \omega_c t.$$

QPSK, forts.

- QPSK demodulasjon
 - Sin og cos-signalene er ortogonale
 - Hver gren demoduleres uavhengig som for BPSK

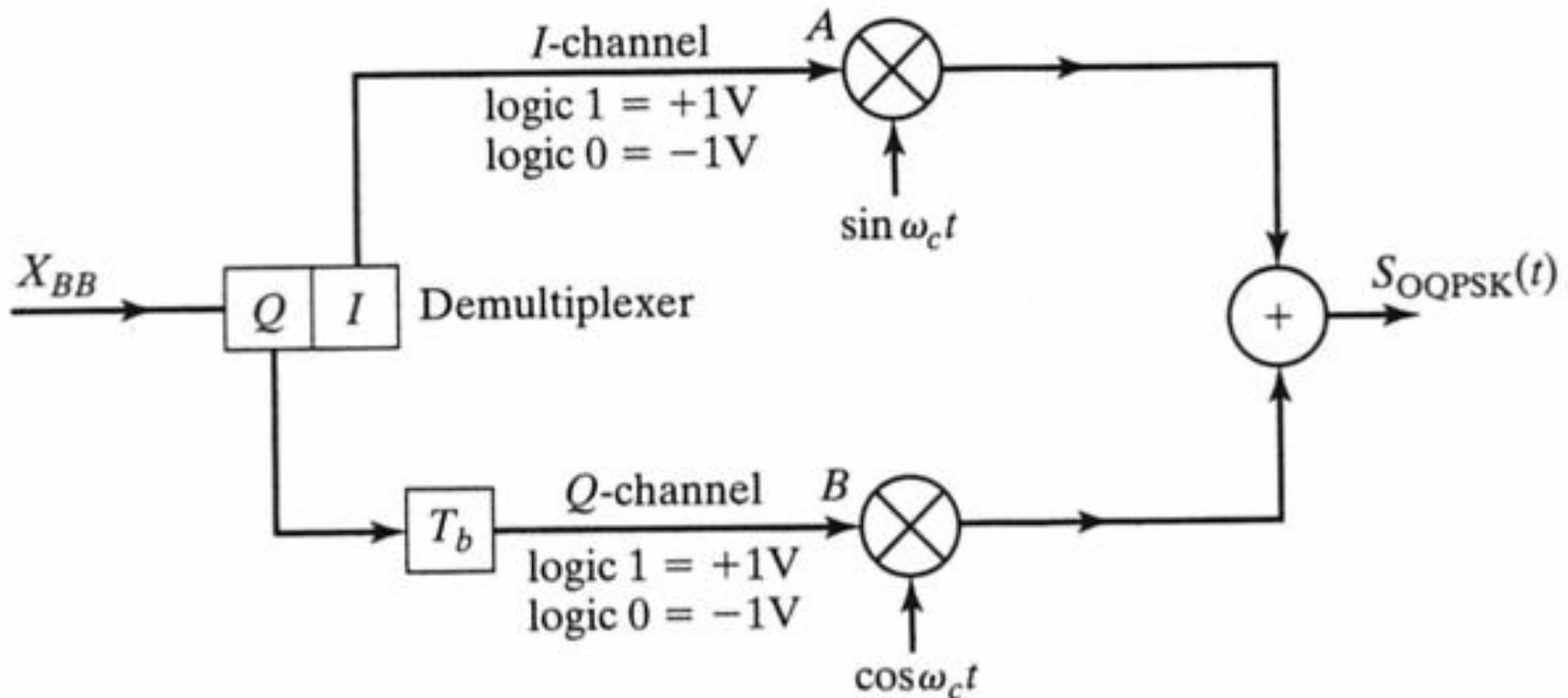


QPSK, forts.

- QPSK er eks på kvadraturmodulasjon der en deler bitstrømmen i par av bit (dibits)
 - Hver dibit avbildes i fire nivåer før modulering
- Hvis kanalen som overfører ikke lenger er ideell, men har **endelig båndbredde**:
 - **Offset QPSK** kan brukes →

Offset QPSK: modulator

- Tidsforsinkelse T_b introdusert i Q-grenen
 - Offset = halve symbol-perioden ($2 T_b = \text{perioden}$)
 - Hindrer simultane transisjoner i signalene ved A og B
 - Mindre faseskift. Lavere krav til overføringsbåndbredde

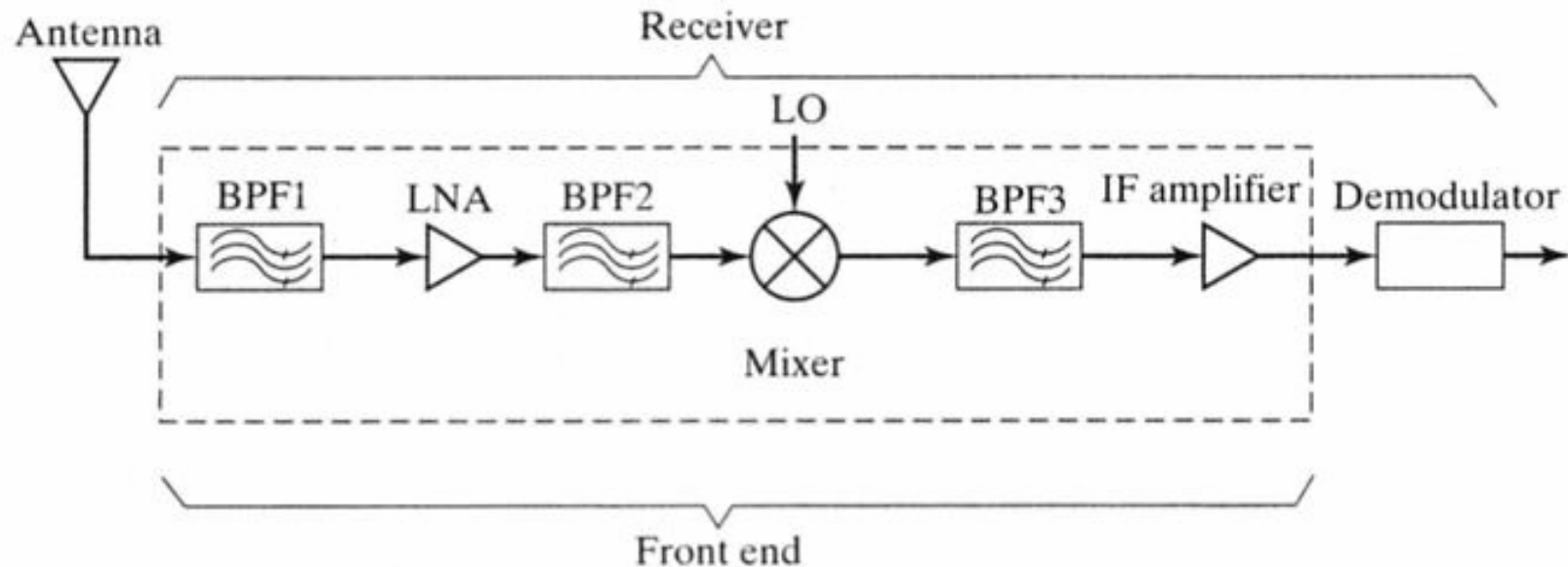


Minimum Shift Keying

- Unngå store faseskift ved enden av hvert symbol!
 - Store, raske endringer betyr stor symbol-båndbredde
 - Tiltak: Multiplisere gren-signalene med **halve sinus-pulser** i stedet for rektangulære
- Dette er eks på **MSK, Minimum Shift Keying**
 - Kontinuerlig fase-skift, ikke abrupt endring i fasen og ingen raske signalendringer
- MSK har et kraftigere fall i sitt spekter enn QPSK
 - Lavere sidelobe-signal-effekt

Receiver arkitektur

- Inngangsfiler, BPF1
 - Selekerer frekvensbåndet (band selection filter)
 - Smalbåndet RF filtrering
 - Reduserer noe støy (Gauss) og interferens
 - Kompromiss, ellers upraktisk. Godt filter er kostbart i RF

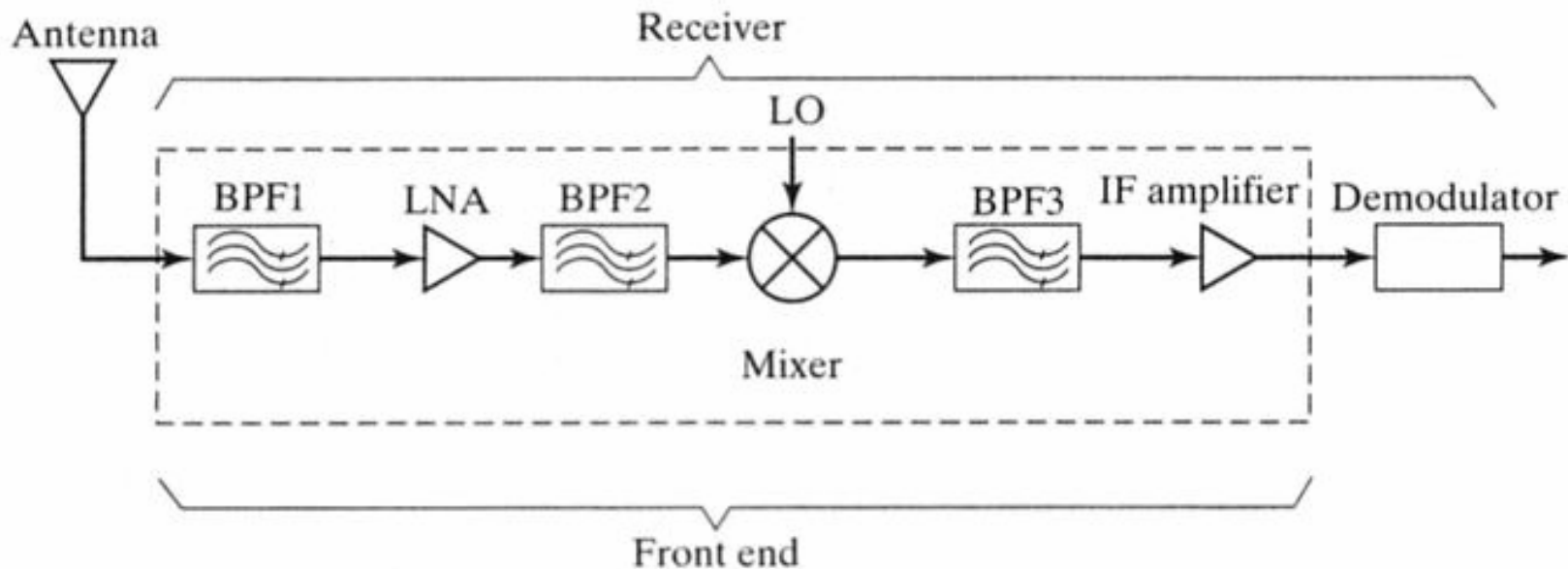


Receiver, forts.

- LNA, RF forsterker (**Low Noise Amplifier**)
 - Krever forholdsvis høy forsterkning pga lavt SNR
 - Kompromiss slik at BPF1 blir praktisk
 - Forsterker også gjenværende interferens/støy
 - Kan lett drives i metning pga interferens/støy
 - Er ulineær, adderer også egen støy
 - Genererer intermodulasjonsprodukter fra interferens
 - Disse kan ha samme frekvens som ønsket signal og virker ødeleggende

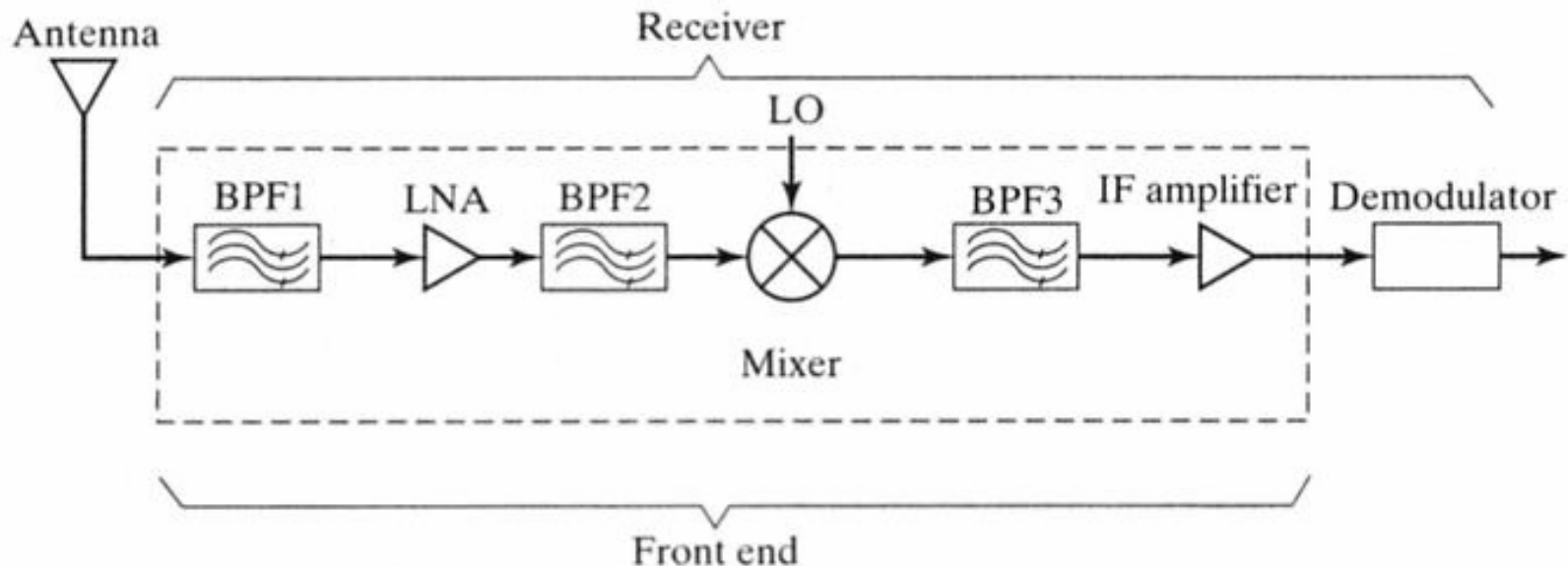
Arkitektur, forts.

- **Anti-image filter** benyttes før miksingen, BPF2
- Miksing
 - Frekvens-translasjon til **Intermediate Frequency, IF**
 - Variabel eller fast lokal oscillator (LO)-frekvens



Arkitektur, forts.

- Etterfølgende båndpassfilter, BPF3
 - Opererer på mellomfrekvens, IF
 - Ikke så høye krav til ytelse (Q-faktor), - mer praktisk å implementere
- Forsterker ved IF



Miksing

- Miksing er matematisk ekvivalent med multiplikasjon
- Multiplikasjon av 2 frekvenser, ω_{rf} og ω_{lo}
 - Får generert en mellomfrekvens ω_{if} som er differansen mellom ω_{rf} og ω_{lo}

$$V_{if}(t) = A \cos \omega_{rf}t \times A \cos \omega_{lo}t.$$

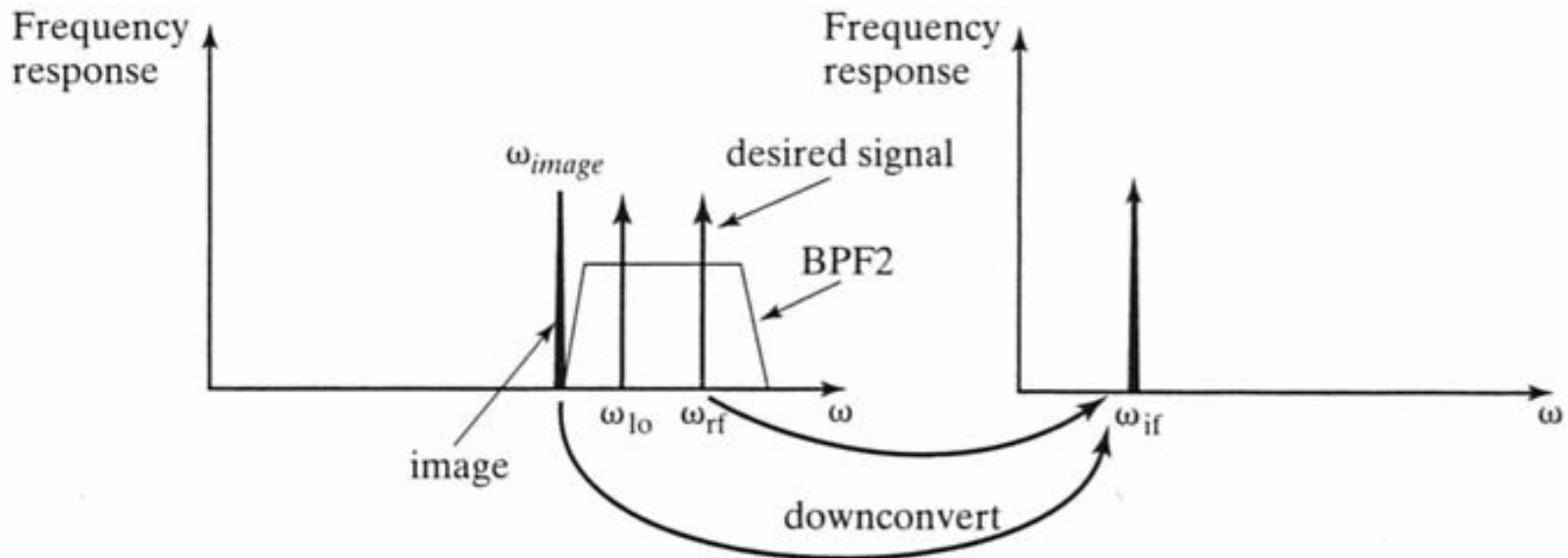
$$\begin{aligned} V_{if}(t) &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos(\omega_{rf} - \omega_{lo})t) \\ &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos \omega_{if}t) \end{aligned}$$

- Anta at en har en frekvens

- $\omega_{image} = \omega_{rf} - 2 \times \omega_{if}$

- Denne ligger på undersiden av oscillatorfrekvensen

- Beregninger viser at denne også mikses til samme IF



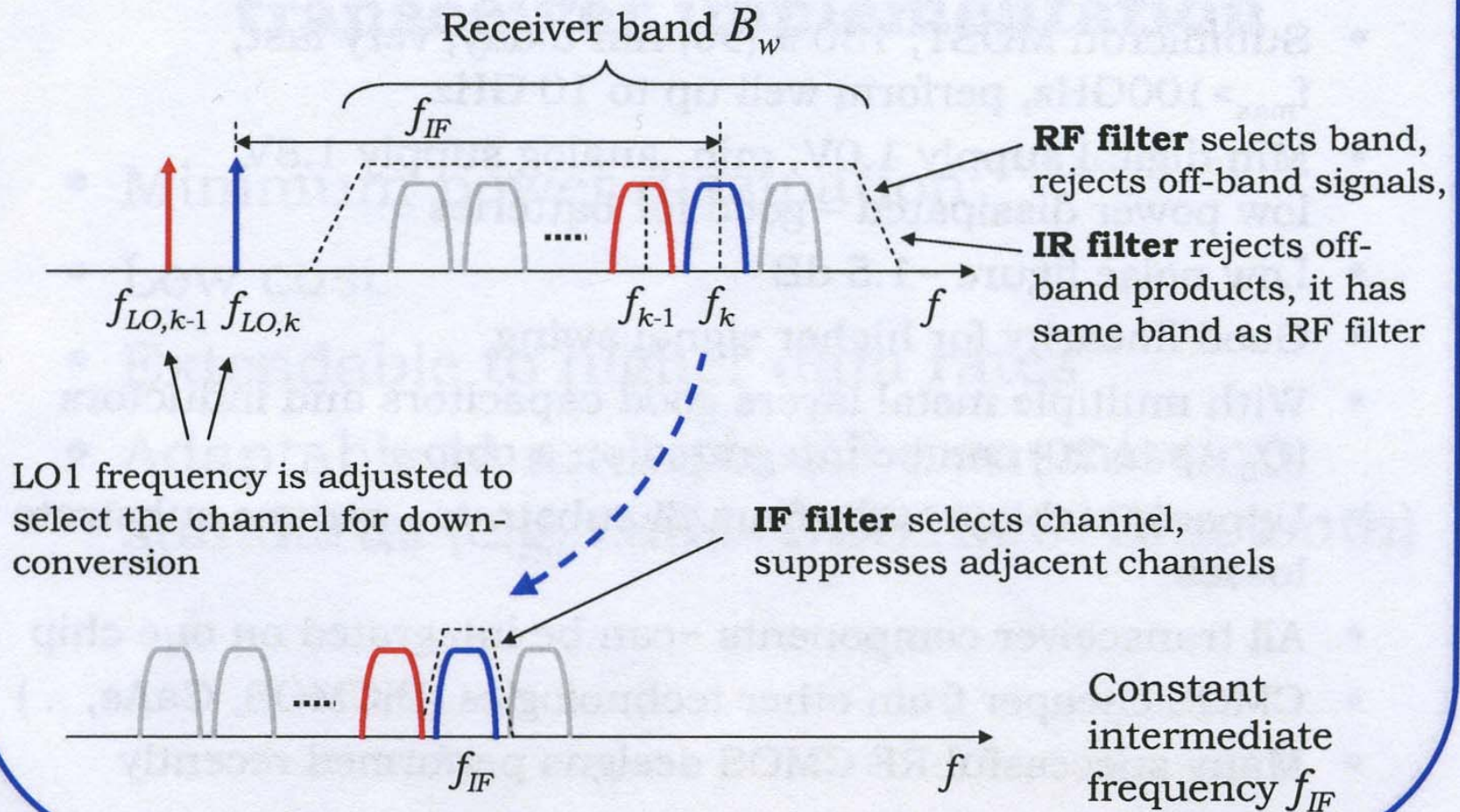
Miksing av image-frekvens med lokal-oscillator-frekvens

$$\begin{aligned} & \cos(\omega_{image} - \omega_{lo})t \\ &= \cos(\omega_{rf} - 2\omega_{if} - \omega_{lo}) \\ &= \cos(\omega_{rf} - \omega_{lo} - 2\omega_{if}) \\ &= \cos(\omega_{if} - 2\omega_{if}) \\ &= \cos(-\omega_{if}) \\ &= \cos \omega_{if} \end{aligned}$$

BPF2 Image rejection filter

- Må fjerne image-frekvensen med et filter
 - BPF2
 - Ved lav IF, differansen er liten, interferens kan komme fra **nabokanaler** innen samme overførings-standard
 - Ved høy IF, differansen er stor, interferens kan komme fra signaler som følger **andre standarder**
- ”Trade-offs” mellom de ulike filtrene
 - Må kunne selektere riktig kanal
 - Samtidig fjerne
 - image-frekvensen
 - andre interferens-frekvenser

Superheterodyne receiver (cont'd)



LNA – Low Noise Amplifier

- Forsterkeren er typisk **ikke-lineær**
 - Utgang spesifiseres vanligvis med 3.dje-ordens polynom av inngang

$$y(t) = \alpha_1 s(t) + \alpha_2 s^2(t) + \alpha_3 s^3(t)$$

- Ved en enkel frekvens inn genereres doble og triple frekvenser med gitte amplituder

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 A \cos \omega_0 t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega_0 t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega_0 t \\ &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega_0 t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega_0 t \end{aligned}$$

Det genereres "harmoniske" $HD_3 = \frac{1}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} A^2$ (3.dje harmoniske)

Overgang til RF medførere

- Økt frekvens:
 - → kortere bølgelengde
 - i vakuum: $\lambda \cdot f = c$
 - → signalene varierer over korte avstander
 - spenning V, strøm I
 - → medfører krav om mindre komponent-dimensjoner
 - høypresisjons-fabrikering trengs
 - → **mikromaskinering**

Dagens teknologi

- Teknologi og komponenter som brukes i dag
 - **Diskrete**, **passive** komponenter med gode egenskaper
 - R, C, L
 - Eks. krystaller, spoler
 - Slike komponenter trengs pga. **høye krav til ytelse og nøyaktighet**
 - **Off-chip løsninger** er resultatet
 - Montasje på kretskort
 - Systemene tar stor plass
 - Integreerte løsninger er ikke mulig
 - **Aktive** komponenter
 - Forsterkere, svitsjer
 - GaAs, bipolar Si, CMOS Si, PIN-dioder

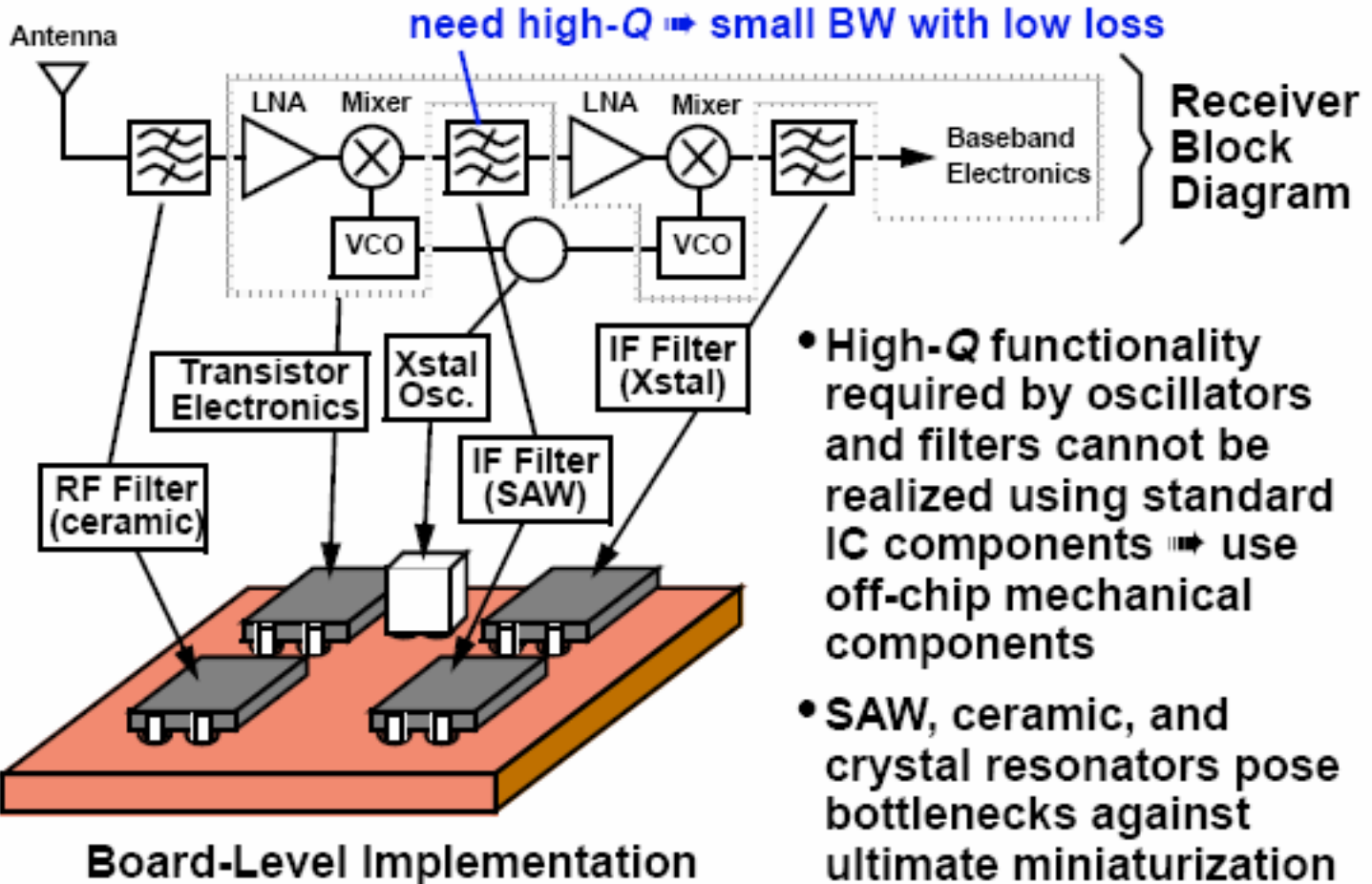
Dagens RF teknologi har begrensninger

- De diskrete komponentene har **begrenset ytelse**
 - Konvensjonell PIN-diode er ineffektiv ved høye frekvenser
 - RF filtre er spesielt krevende å implementere
 - høy Q-faktor er vanskelig å realisere
 - kostbare
 - Systemene lar seg ikke integrere fullt ut
 - Det vil være viktig for pris, volum, pålitelighet

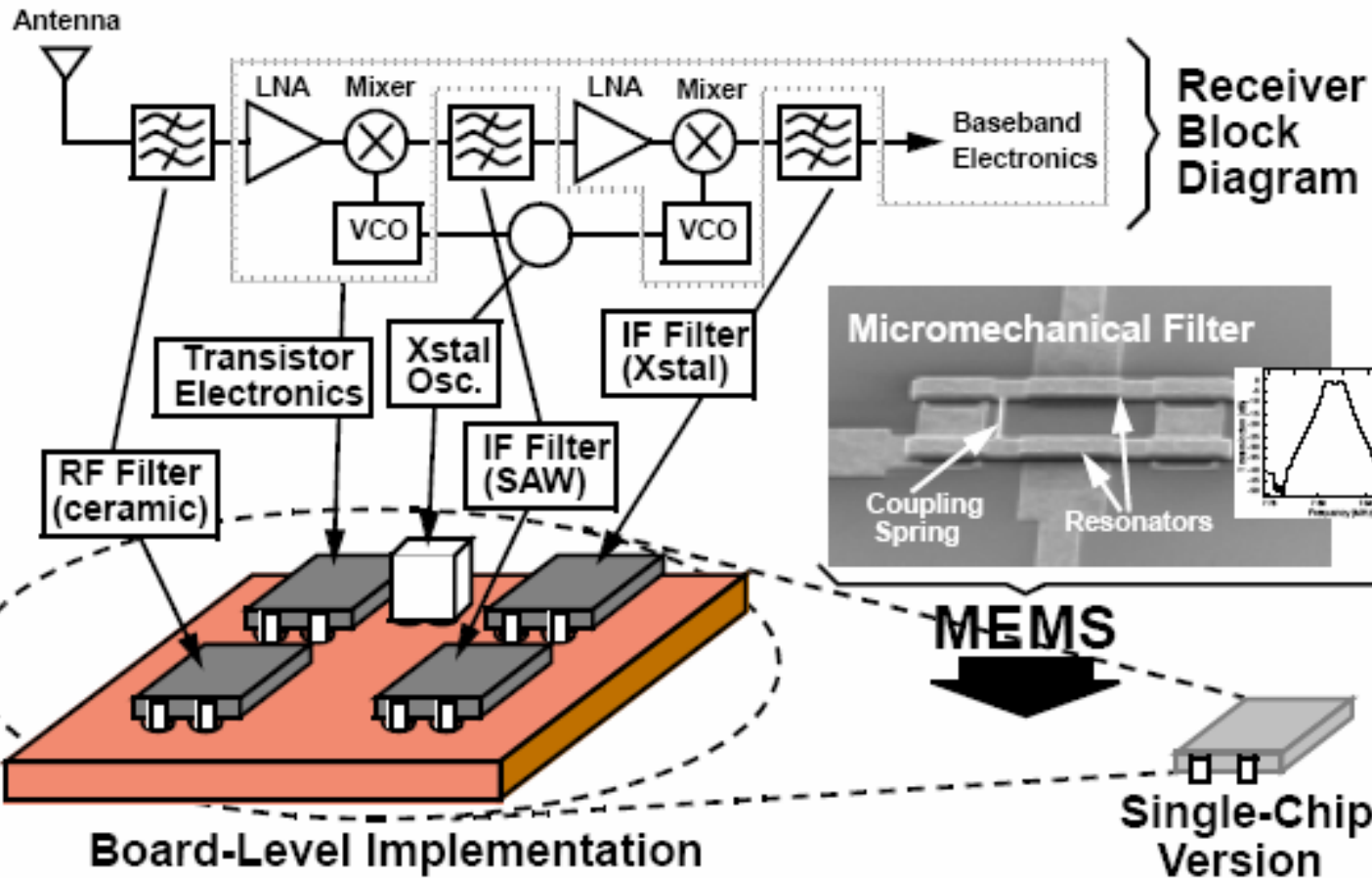
Transceivere med RF MEMS

- Se hvordan mikromekaniske kretser kan brukes i **kommunikasjons-systemer**
- Eks.: **”RF receiver front-end”-arkitektur**
 - A. **Direkte erstatning** av off-chip passive komponenter
 - B. RF kanal-valg ved **MEMS filter-bank**
 - C. RF front-end med **kun mekaniske** komponenter
- Arkitekturene er ”noe spekulative”
 - Er ikke helt der ennå
 - **Gir insitament til videre fremskritt på feltet!**

Miniaturization of Transceivers



Target Application: Integrated Transceivers

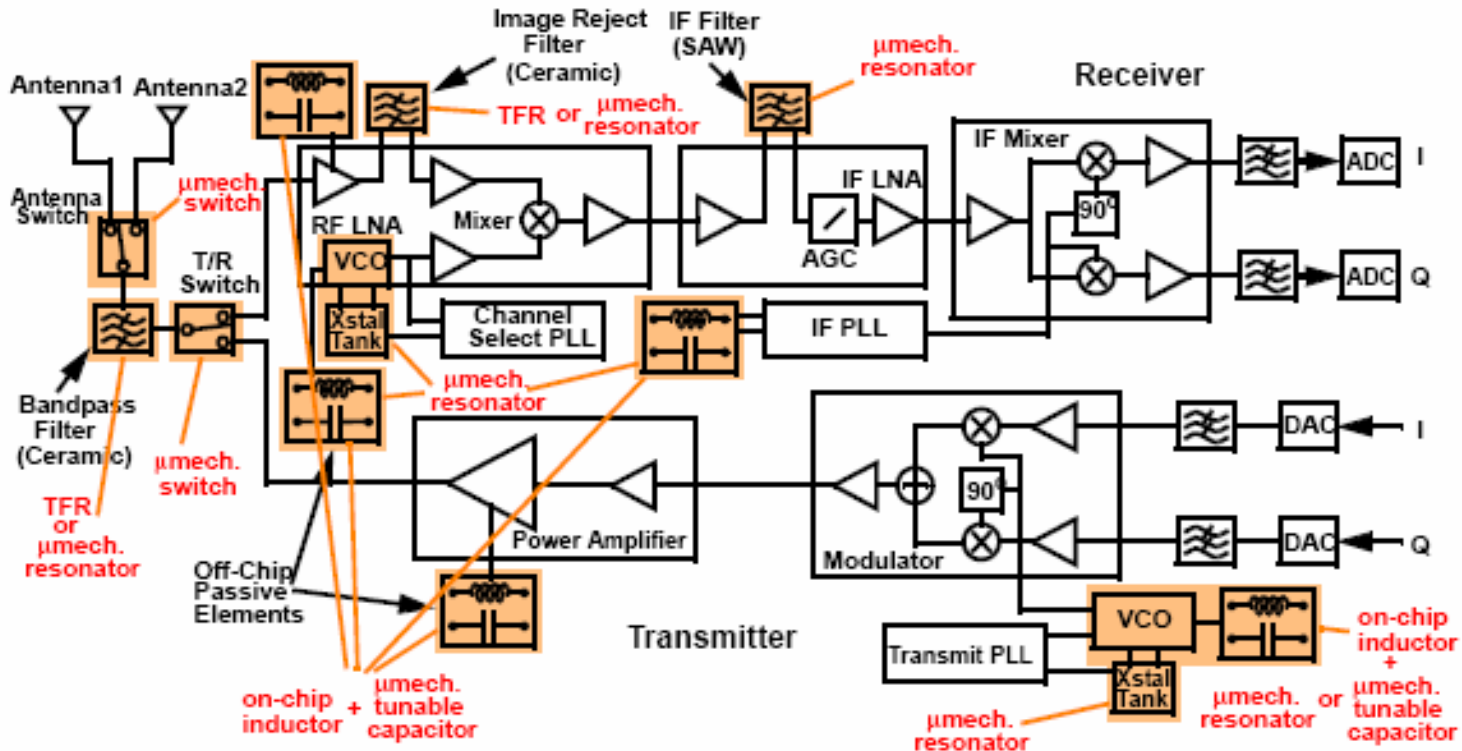


- Off-chip high-Q mechanical components present bottlenecks to miniaturization \Rightarrow replace them with μ mechanical versions

A. Direkte erstatning

- Kan erstatte keramiske, SAW og krystall resonatorer
- Benyttes for
 - RF-filtre
 - "preselect filter", "image-reject filter"
 - IF-filtre
 - "channel-select filter"
 - Krystall referanse oscillator
- Ulike typer MEMS-baserte passive komponenter
 - Induktorer med medium Q-verdi
 - Tunbare kapasitanser
 - Brukes i VCO og matche-nettverk
 - Lav-taps MEMS svitsjer (~ 0.1 dB)
 - Utvider fleksibiliteten til antenneutstyret
 - Resonatorer

MEMS-Replaceable Transceiver Components



- A large number of off-chip high-Q components replaceable with $\mu\text{machined}$ versions; e.g., using $\mu\text{machined}$ resonators, switches, capacitors, and inductors

Receiver med mulige MEMS erstatninger

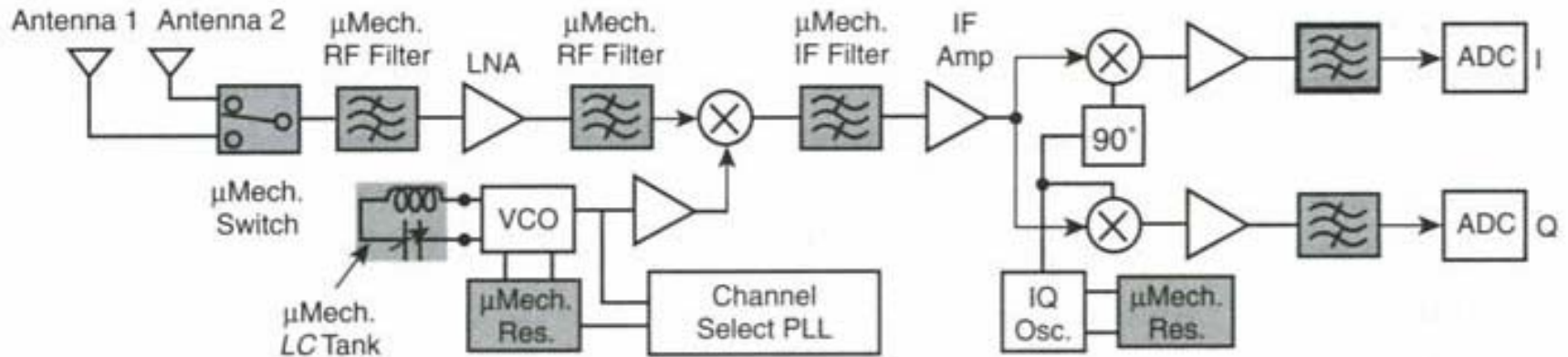


Figure 12.20. System block diagram of a superheterodyne receiver architecture showing potential replacements via MEMS-based components. (On-chip μ mechanics are shaded.)

Fordeler med MEMS erstatning

- Reduksjon av **dimensjoner**
- Muligheter for **integrasjon**
 - Sam-montering ("multi-chip")
 - Monolittisk
- **Effekt-reduksjon**
- MEMS gir større fleksibilitet for **impedans-tilpasning** av MEMS- filtre
 - Terminerings-impedans skreddersys til etterfølgende LNA (Low Noise Amplifier)
 - "Høyere" (enn 50Ω) LNA inngangsimpedans kan brukes → effekt-besparelse og reduksjon av støy-bidrag

B. Bruk av MEMS resonatorer/filtre

- Figur 12.21 viser 3 sentrale blokker som er erstattet av RF MEMS
 - **B1.** Svitsjbar RF **channel-select filter bank**
 - **B2.** Svitsjbar mikromekanisk **resonator syntetisator**
 - **B3.** Mikromekanisk **mikser-filter**

B. Bruk av MEMS resonatorer/filtre

- Figuren viser 3 sentrale blokker som er erstattet av RF MEMS
 - **B1.** Svitsjbar RF **channel-select filter bank**
 - **B2.** Svitsjbar mikromekanisk **resonator syntetisator**
 - **B3.** Mikromekanisk **mikser-filter**

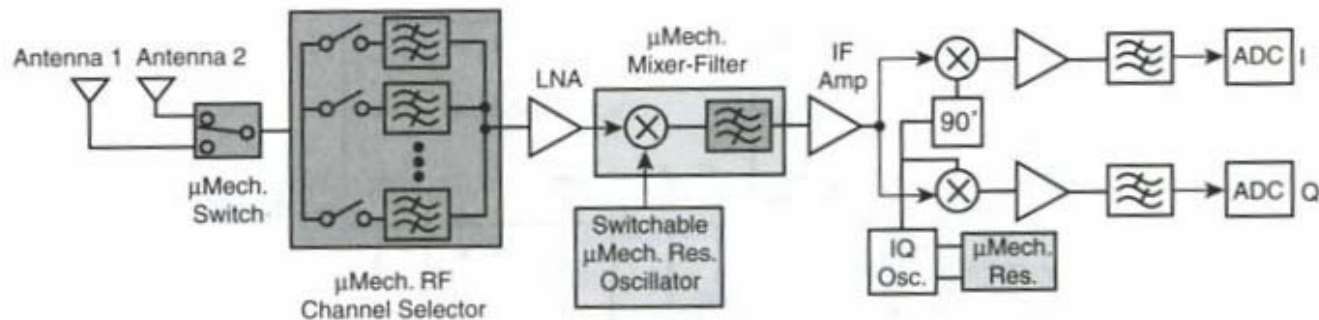


Figure 12.21. System block diagram for an RF channel-select receiver architecture utilizing large numbers of micromechanical resonators in banks to trade Q for power consumption. (On-chip μ mechanics are shaded.)

B1. Svitsjbar RF "channel-select" filter bank

- Ide
 - Benytte **mange, enkle**, ikke-tunbare filtre med høy Q
 - Ett for hver kanal, - svitsjes på kommando
 - En kommunikasjons-standard krever 100 – 1000-vis av filtre
- Fordeler
 - Kan velge **smal RF kanal** direkte og ikke bare et grov-valg som ved "preselection" filter
 - Etterfølgende elektroniske blokker vil ikke påvirkes av nærliggende kanaler og kan forenkles
 - Disse ville ellers forårsaket interferens
 - LNA kan forenkles
 - Dynamisk område kan reduseres og derved reduseres effektforbruket
 - Redusert krav til fase-støy for LO
 - → også effektreduksjon
 - On-chip realisering av LO kan bli mulig

MEMS filterbank

- Blokk-diagram:
 - Felles inngang og utgang
 - Hvert filters passbånd tilsvarer en enkel kanal
 - Kontroll ved V_p fra dekoder
 - Uten påtrykt V_p er inngangs- og utgangs-elektrodene effektivt "open-circuit"

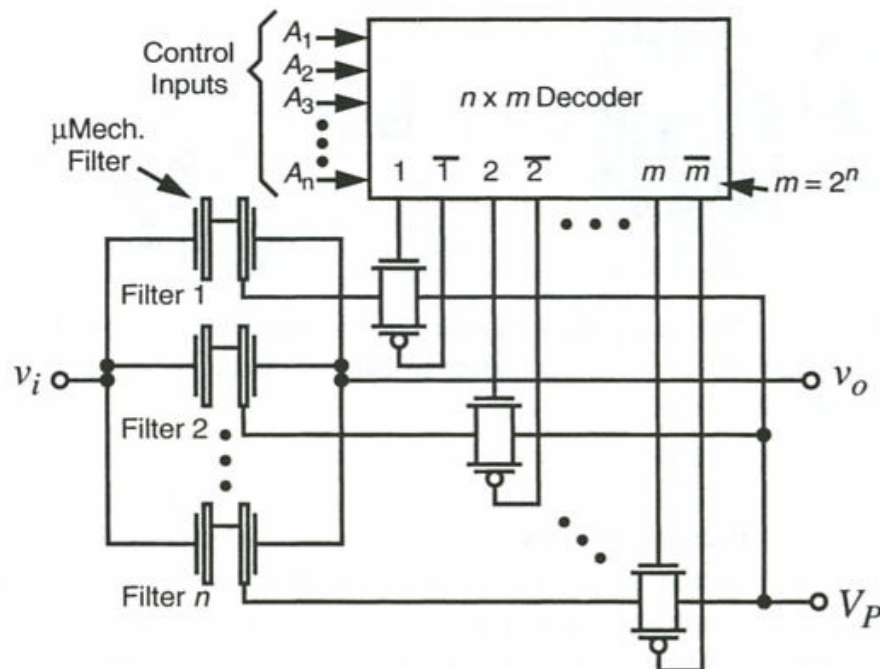


Figure 12.22. System/circuit diagram for an RF channel-select micromechanical filter bank.

LNA påvirkes ved bruk av RF filter-bank

- Eks. **CDMA** mobiltelefoni, testresultater:
 - Single tone signal 900 kHz utenfor senterfrekvens
 - LNA IIP3 > + 7.6 dBm ved konvensjonell realisering (intermodulasjon)
 - Anta at bruk av filterbank demper tonen 40 dB
 - → IIP3 < -29.3 dBm
- Svakere krav til IIP3 gir en størrelsesorden reduksjon i **effektforbruk** for LNA
- Kravet til LNAs **linearitet** minsker
 - Derfor kan forsterkningen i LNA økes, - noe som forbedrer støy-forholdene i etterfølgende trinn

B2. Svitsjbar MEMS resonator syntetisator

- Store fordeler med å implementere VCO med MEMS resonatorer
 - Oscillator kan implementeres med **svitsjbar resonator-bank**
 - Resonatorene svinger med de frekvensene som er nødvendige for den gitte standarden (valgt)
 - Resonatorene har høy Q og kan termisk stabiliseres (mekanisk eller ved kompensasjons-elektronikk)
 - Tilstrekkelig til at VCO kan operere uten krystall-referanse
 - → betydelig effekt-reduksjon, f.eks. 90 nW versus 1-4 mW

B3. Mikromekanisk mikser-filter

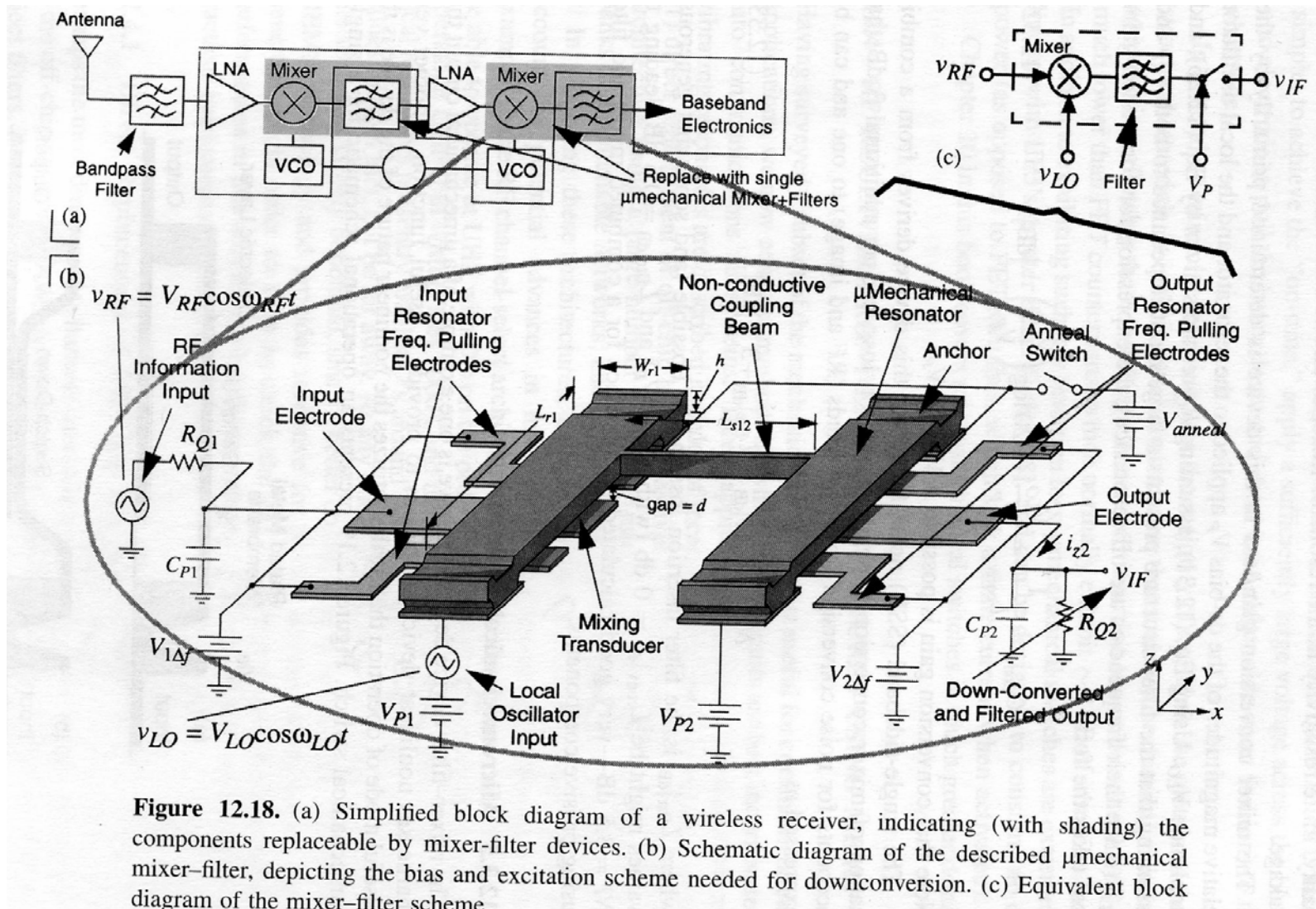


Figure 12.18. (a) Simplified block diagram of a wireless receiver, indicating (with shading) the components replaceable by mixer-filter devices. (b) Schematic diagram of the described μ mechanical mixer-filter, depicting the bias and excitation scheme needed for downconversion. (c) Equivalent block diagram of the mixer-filter scheme.

Mikromekanisk mikser-filter, forts.

- Bruk av mikromaskinert mikser-filter eliminerer DC effekt-forbruket som dagens aktive mikserer krever
- To innganger benyttes i mikser-filteret
 - En for RF, en fra LO
 - RF-inngangen kan gjøres rent kapasitiv
 - Utgangen kan impedans-tilpasses
 - → LNA kan forenkles og trenger ikke lenger et eget trinn for impedans-matching av inngang

C. RF front-end med kun RF MEMS

- Trenger en i det hele tatt LNA ved RF?
 - Bruk av relativt bredbåndet **"image-reject"** MEMS RF filter umiddelbart etterfulgt av et smalbåndet **IF-mikser-filter**
 - De eneste aktive RF-komponentene er da i LO
 - → Dette gir lavt effektforbruk

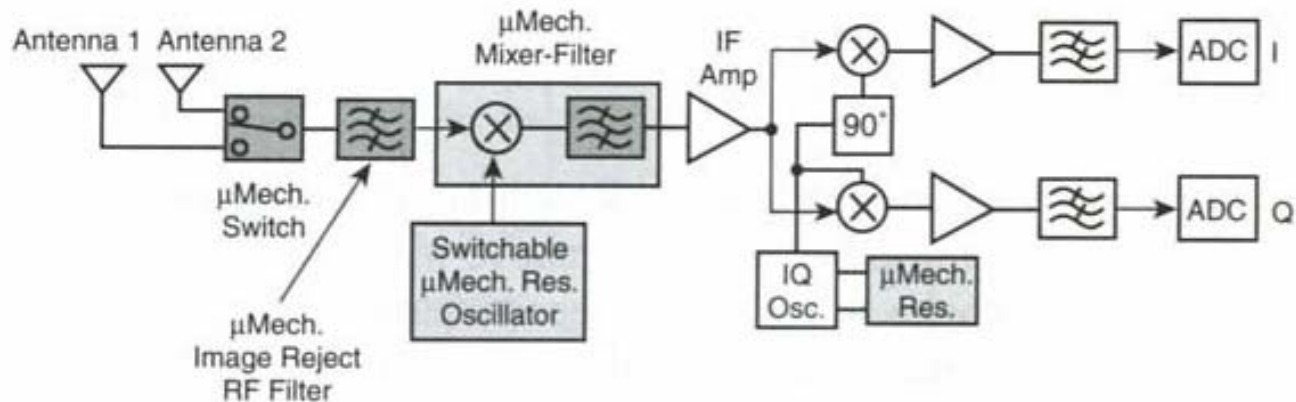


Figure 12.23. System block diagram for an all-MEMS RF front-end receiver architecture. (On-chip μ mechanics are shaded.)

Fordeler med kun RF MEMS

- Systemet har store effekt-fordeler
 - Eliminerer effektforbruket i LNA og mikser
 - Kan øke standby-tiden for mobiltelefoner betraktelig!
- Flere av de aktuelle komponentene har allerede blitt demonstrert
 - Filtrerings- og mikser-kretser
 - Spesielt er det demonstrert image-reject filtre i UHF med insertion loss på 3 dB
- En lovende teknologi for å oppnå dette systemet er bruk av **f-f- beam** med høy Q
 - (Høyere frekvenser enn c-c beam)

RF MEMS transmitter architecture

- Lite er gjort mhp bruk av RF MEMS i transmitter
 - Skyldes manglende evne til **effekt-håndtering**
 - Sende-effekten er vesentlig
- Forskning i gang for å bøte på dette

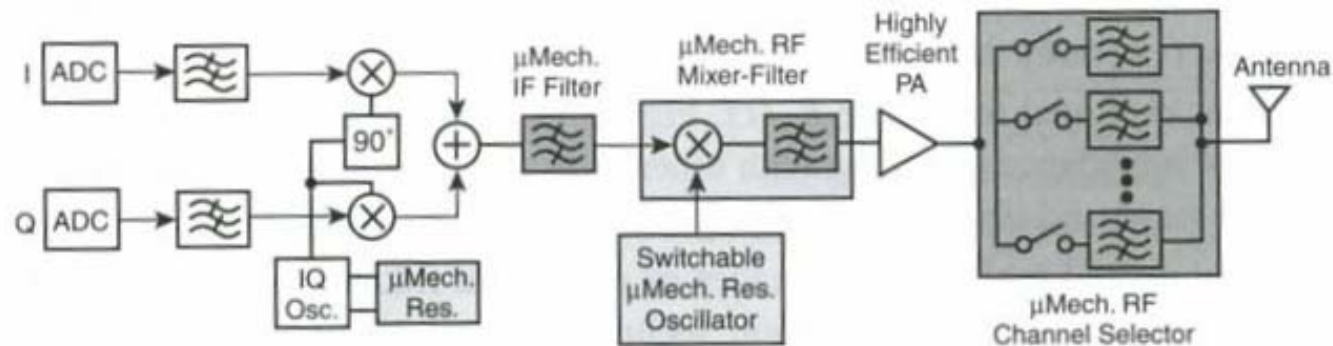


Figure 12.24. RF channel-select transmitter architecture, possible only if high-power μ mechanical resonators can be achieved. Here, on-chip μ mechanical blocks are shaded, and the PA is not necessarily implemented on-chip.

RF MEMS transmitter arkitektur

- RF MEMS kanal-velger kan plasseres **etter PA** ("power amplifier")
 - Benytte MEMS filter-bank
 - MEMS resonatorene må kunne hanskes med tilstrekkelig sende-effekt, ha høy Q og lavt "insertion loss" (<1 dB)
 - "Rene signaler" sendes ut
 - **+ Kravene til PA kan reduseres**, siden alt spektralt "grums" pga ulinearitet filtreres bort!
- Arkitekturen vil kunne gi betydelig effektbesparelse
- "Up-converter" kan med fordel realiseres ved MEMS mikser-filter-struktur

Aktuelle forskningstemaer

- Arkitekturene som er vist, baserer seg i noen grad på resonatorer med ytelse som ennå ikke er oppnådd
- Antakelser det forskes på
 - 1. tilstrekkelig **høy Q ved UHF**
 - 2. skreddersøm av **impedans-verdier**
 - 3. tilstrekkelig **linearitet** og evne til å hanskes med **effekt**
 - 4. effektive **integrasjonsmetoder**

1. Frekvens og Q-verdi

- Beam **geometri** er et sentralt tema
 - Hvilke frekvensområder kan dekkes?
 - Forskning viser at 10 MHz – 2.5 GHz kan realiseres med realistiske beam element-størrelser
 - I dag finnes eks. på komponenter som tilfredsstillt kravet om $Q \sim 1000$ og 3 GHz
- Absolutt **verdi og toleranser** i resonatorfrekvens
 - Avhengig av fabrikasjon, trimming og tuning
- **Stabilitet** av resonator frekvens
 - Mhp. temperatur-variasjoner og eldring
- Konkurrerende resonator-typer for høy frekvens og Q
 - "Thin-film bulk acoustic resonators"
 - Høye frekvenser (UHF og over), $Q > 1000$
 - Bruk av piezoelektriske materialer

”Flexural-mode” resonatorer

- **Energitalp** i materialet påvirker Q
 - Q-faktoren er avhengig av **materialtype**
- Q-faktorens avhengighet av **fremstilling**
 - Overflate-renhet
 - Doping: diffusjon eller implantering gir forskjellige egenskaper
- **Tap** gjennom ankerne reduserer Q
 - ”anker-løse” strukturer: f-f beam, er gunstig
 - Balanserte stemmegaffel-strukturer
 - Sirkulære resonatorer

2. Valg av impedansnivå

- Serie "motional resistance" R_Q
- Verdien av resistansen bør gi impedansmatching med andre transceiverkomponenter
 - Komponenter foran og etterfølgende
- Bør ~ minimaliseres
 - Realistisk krav: noen hundre Ω
 - Verdien avhenger av hvor lite en kan gjøre gapet, d

Resonator impedans

- "Motional" impedans og gap-avstand for 2-resonator-struktur
 - Ved reduksjon av gapet (140 \rightarrow 70 Å) **avtar** resonans-impedansen fra for eksempel 5000 Ω \rightarrow 300 Ω (870 MHz)
 - Ved tilsvarende reduksjon av gapet **degraderes** lineariteten
 - **\rightarrow viktig å kunne balansere krav til linearitet og impedansekrav**

TABLE 12.3. Two-Resonator μ Mechanical Filter Electrode-to-Resonator Gap Spacing Design^a

Frequency	Gap Spacing, d , for R_Q of:				
	300 Ω	500 Ω	1000 Ω	2000 Ω	5000 Ω
70 MHz ^b	160 Å	178 Å	207 Å	243 Å	301 Å
870 MHz ^c	68 Å	77 Å	92 Å	109 Å	137 Å

^a Determined with $Q = 10,000$, $W_e = 0.54$, $V_p = 10$ V, using Timoshenko methods and ignoring beam topography.

^b CCBeam, polysilicon, $L_r = 14.92$ μ m, $W_r = 8$ μ m, $h = 2$ μ m, BW = 200 kHz

^c CCBeam, diamond, $L_r = 5.97$ μ m, $W_r = 8$ μ m, $h = 2$ μ m, BW = 1.25 MHz.

Eksempel på kompromiss

- Hvis kravet til impedansmatching betyr at en må benytte et mindre gap enn det lineariteten tillater:
 - Dvs. d_{\min} for ønsket impedansmatching $<$ enn d_{\min} for ønsket linearitet
- Løsning: **bruk flere mikromaskinerte filtre i parallell**
 - Med identiske frekvens-karakteristikker
 - F.eks. 10 filtre i parallell med $R_Q = 2000 \Omega$ gir $R_{Q_total} = 2000 \Omega / 10 = 200 \Omega$
- **Filtre i parallell øker også evnen til å håndtere effekt!**
 - 10 filtre i parallell med 10 mW gir totalt 100 mW

3. Linearitet og effekt-håndtering

- **Linearitet** og mulighet til å **håndtere effekt** reduseres når dimensjonene krymper
 - Dagens keramiske eller SAW filtre har veldig høy linearitet
- MEMS strukturer basert på c-c beam har OK linearitet
 - Tilstrekkelig, unntatt for enkelte standarder som tillater **simultan** sending og mottaking
 - Eks. CDMA trenger ekstra filter ("transmit-reject-filter") foran filterbanken i receiver
- Økt evne til effekt-håndtering
 - Bruke alternative geometrier
 - Bruke **alternativ transduksjon**
 - Piezoelectric
 - Magnetostrictive

4. Storskala-integrasjon

- Sentralt forskningstema
 - Kombinasjon av MEMS med transistorkretser på en enkel chip
 - Monolittisk!
 - Jmfr. forelesning om integrasjon og pakking