

# INF5490 RF MEMS

## L14: Trådløse systemer med RF MEMS

# INF5490: faglig innhold

- "RF MEMS"
  - → 2 bestanddeler: **RF** og **MEMS**
  - Beskrivelse og modellering av MEMS-komponentene er vektlagt
- Denne forelesning:
  - **RF og trådløse systemer**
  - MEMS brukt innen RF

# Dagens forelesning

- Trådløs kommunikasjon
- Prinsipper for RF transmisjon
- Teknologi og komponenter som brukes i dag
  - Begrensninger ved dagens RF teknologi
  - Hvor kan RF MEMS komme inn?
- Transceiver med RF MEMS
  - "RF receiver front-end"-arkitektur
  - Transmitter arkitektur
- Aktuelle forskningstemaer

# RF-systemer

- RF er sentralt innen trådløs kommunikasjon
  - ”Mobile systemer” - gir stor frihet
  - Radiobølger benyttes for transmisjon/mottak
    - Elektromagnetiske bølger (Maxwells ligninger)
- Radio **”transceiver”** er en sentral komponent
  - Transmitter + Receiver
  - Skille mellom sending og mottaking
    - TDMA (Time Division Multiplexing Access)
    - FDMA (Frequency D M A)

# RF-systemer, forts.

- RF-systemers effektivitet/ytelse
  - Er avhengig av evnen til å overføre **effekt** på en gitt frekvens
- Frekvens er en begrenset ressurs
  - Systemene må benytte en begrenset **båndbredde**
  - Kamp om frekvensbånd
  - Filtrering trengs for å skille kanaler

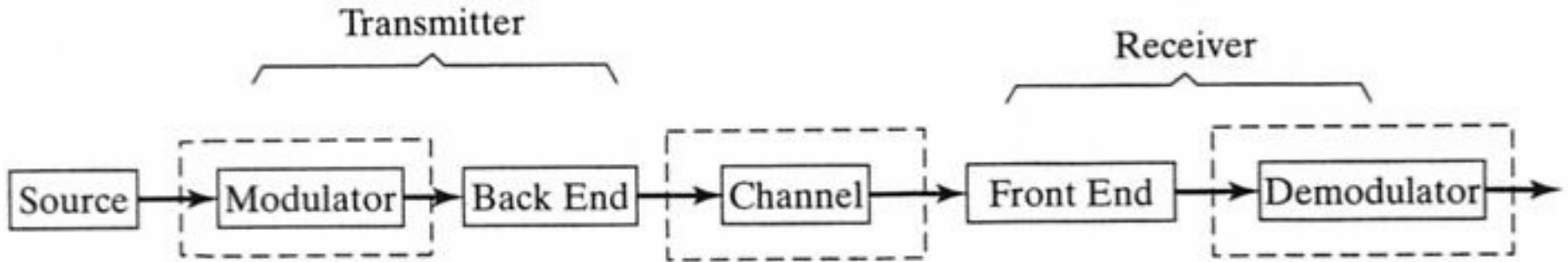
**Table 1-1 IEEE Frequency Spectrum**

<b>Frequency Band</b>	<b>Frequency</b>	<b>Wavelength</b>
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

# Prinsipper for RF transmisjon

- Modulasjon / demodulasjon benyttes
  - Signalinnholdet kodes på en bærebølge
- Ulike kodingsprinsipper eksisterer
  - Forskjellige egenskaper +/-
- Oppbygging og virkemåte av RF receiver

# Generelt kommunikasjonssystem



Bitstrøm moduleres på **bærebølge** (carrier)

Radiokanalen introduserer støy, interferens, forstyrrelser

Mottaker former signalet for demodulasjon

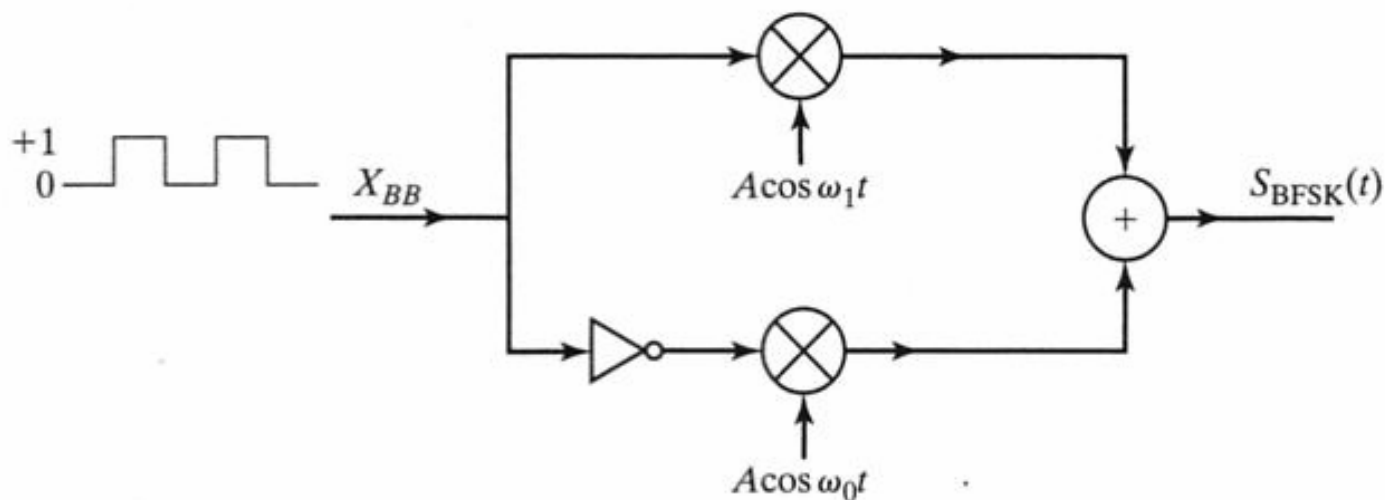


# Signalkvalitet

- Signalkvalitet i **radiokanalen** er avhengig av
  - Relativ posisjon mellom sender og mottaker
  - Omgivelser, refleksjon
    - "Multipath"
  - Introdusert støy
    - S/N-forholdet
    - BER= bit error rate

# Koding -modulasjon

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

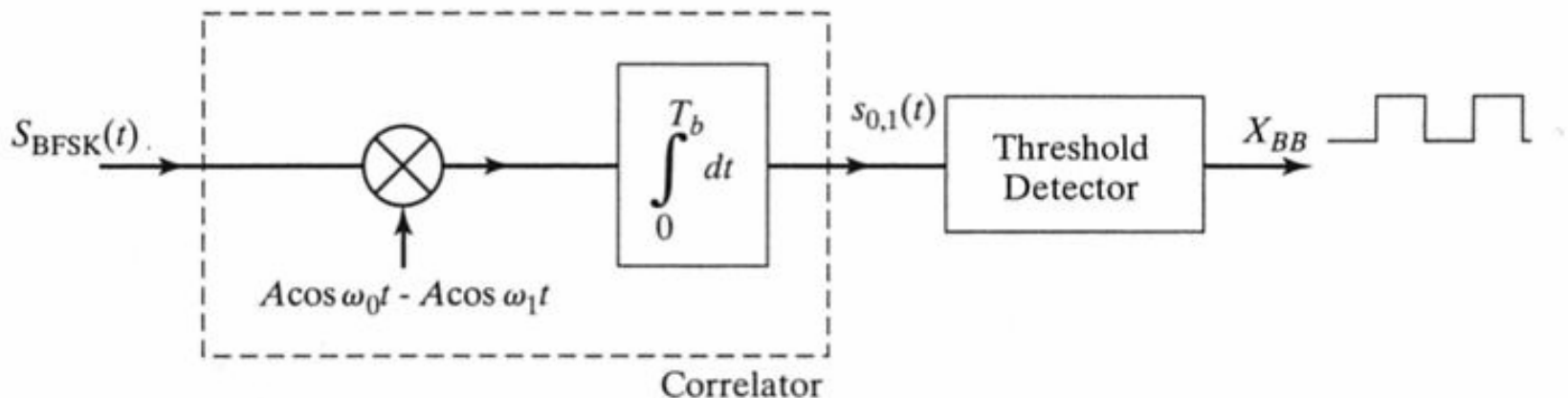


# Demodulasjon BFSK

- Koherent demodulator

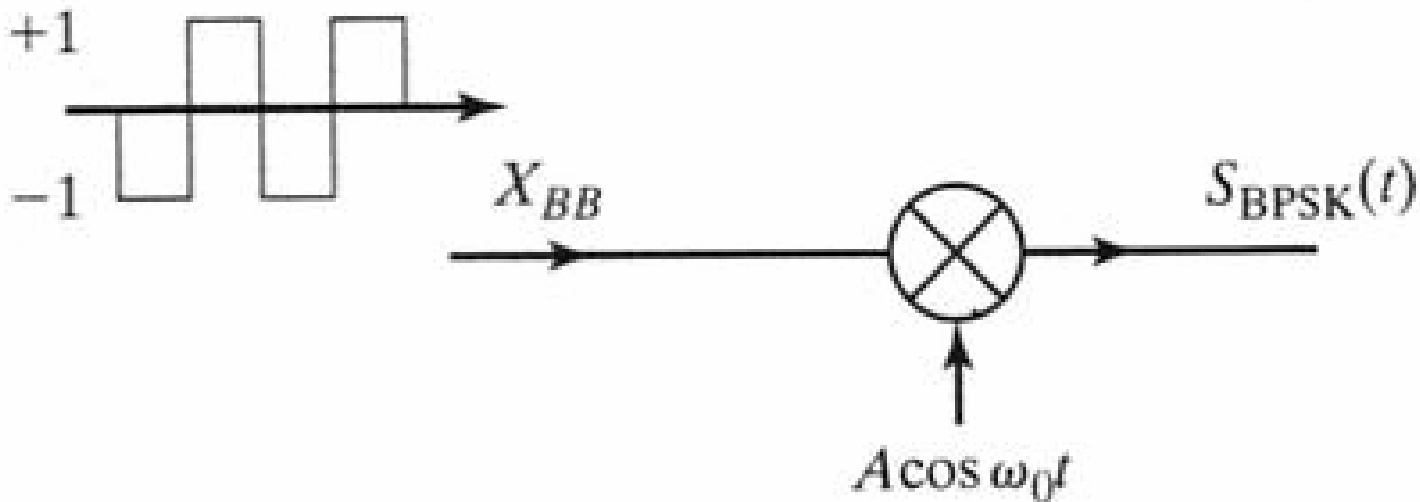
$$\text{logic 0: } s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t - A \cos \omega_1 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2}; \quad (1.1)$$

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



# BPSK

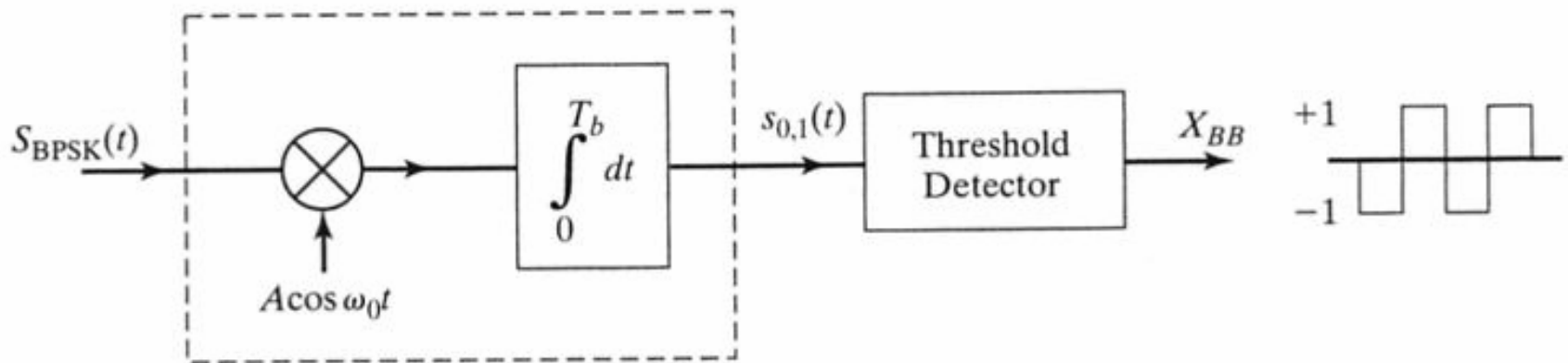
- **Binary Phase-Shift Keying**
- Modulerer fasen på bærebølgen
  - Fasen endres 180 grader ved overgang fra 0 til 1 (+  $\pi$ )



# Demodulasjon BPSK

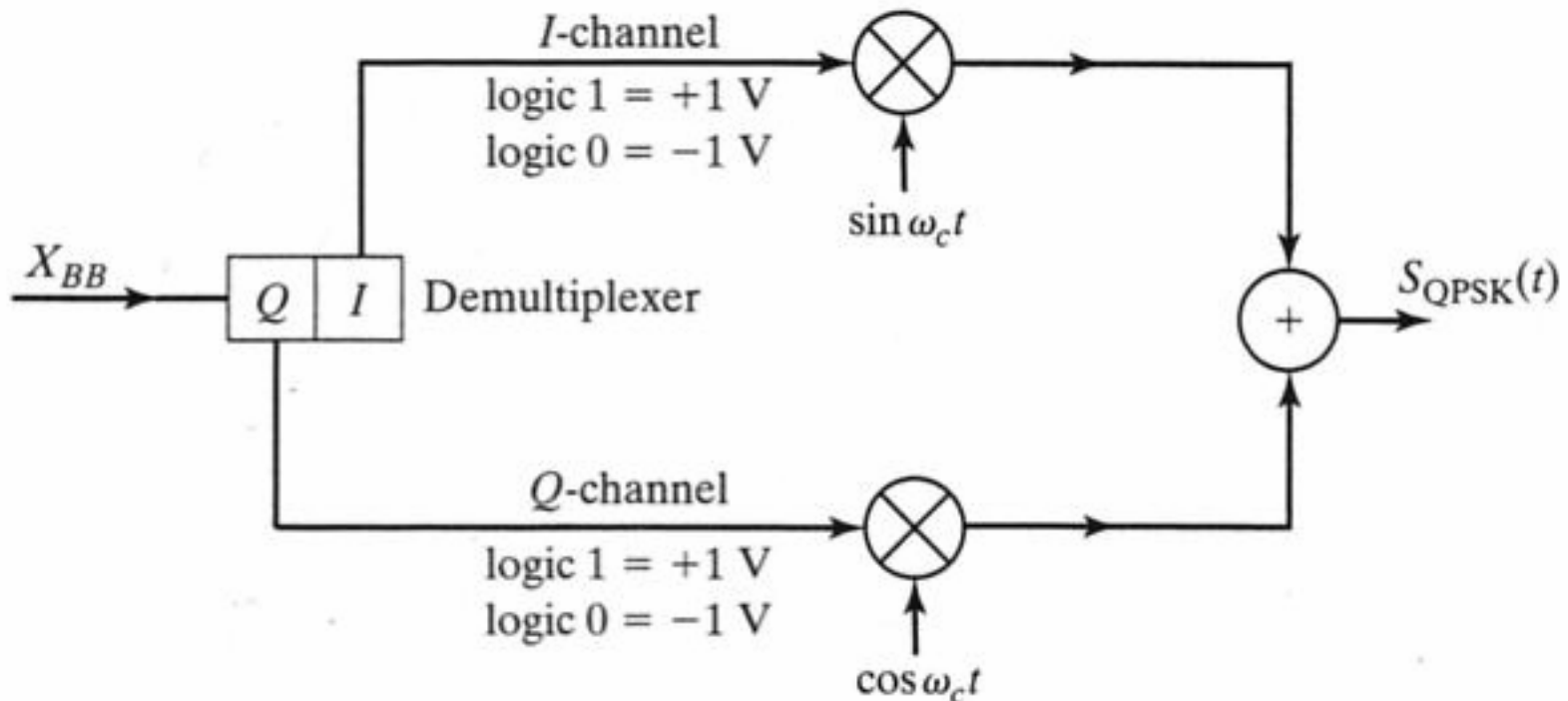
$$\text{logic 1: } s_1(t) = \int_0^{T_b} (-A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = -\frac{A^2 T_b}{2};$$

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



# QPSK

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



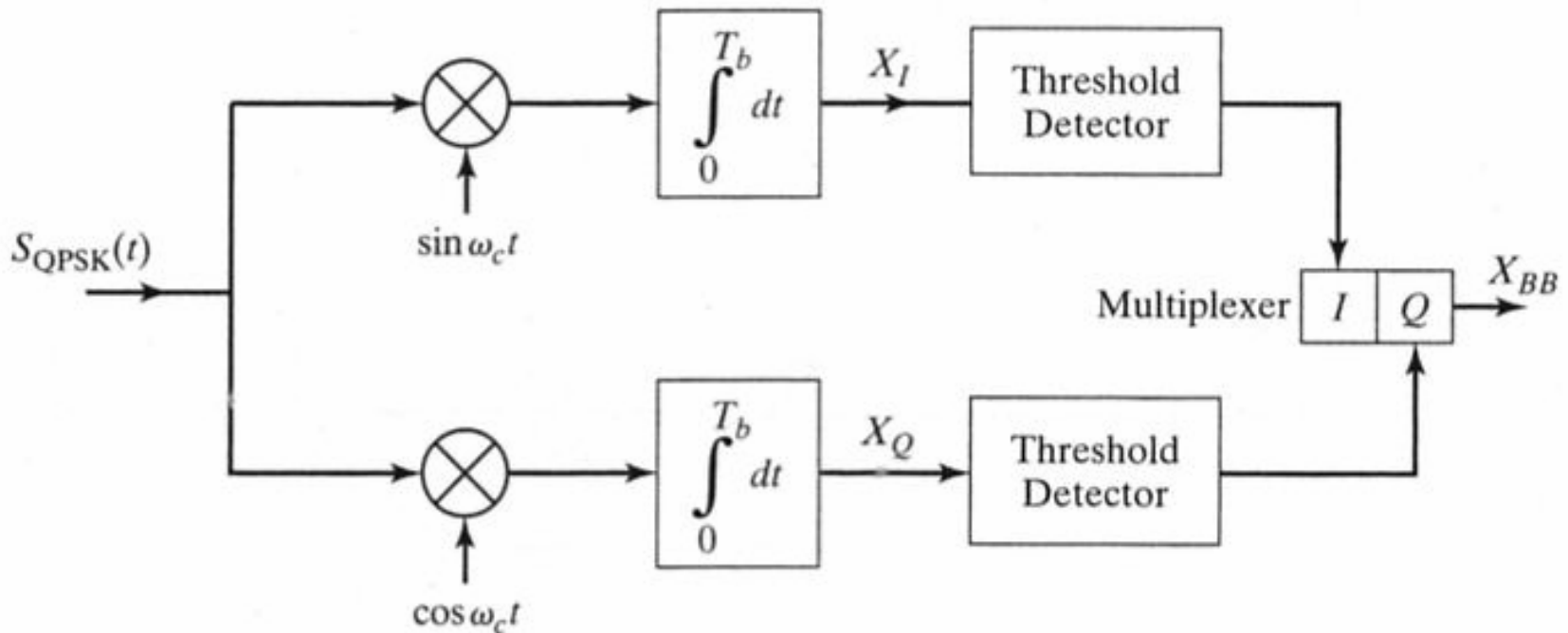
# QPSK, forts.

- 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



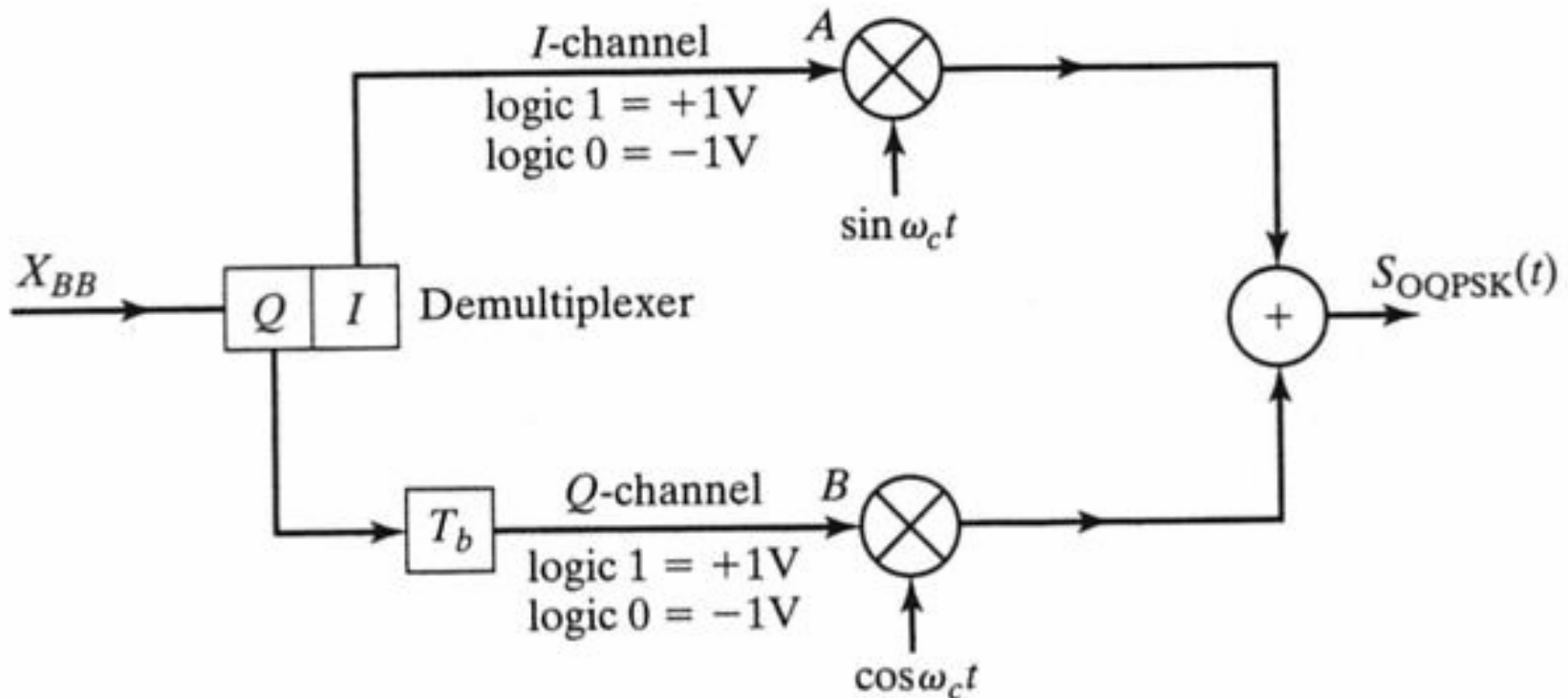


# QPSK, forts.

- 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
  - Hindrer simultane transisjoner i signalene ved A og B
  - Mindre faseskift. Lavere krav til overføringsbåndbredde



# Minimum Shift Keying

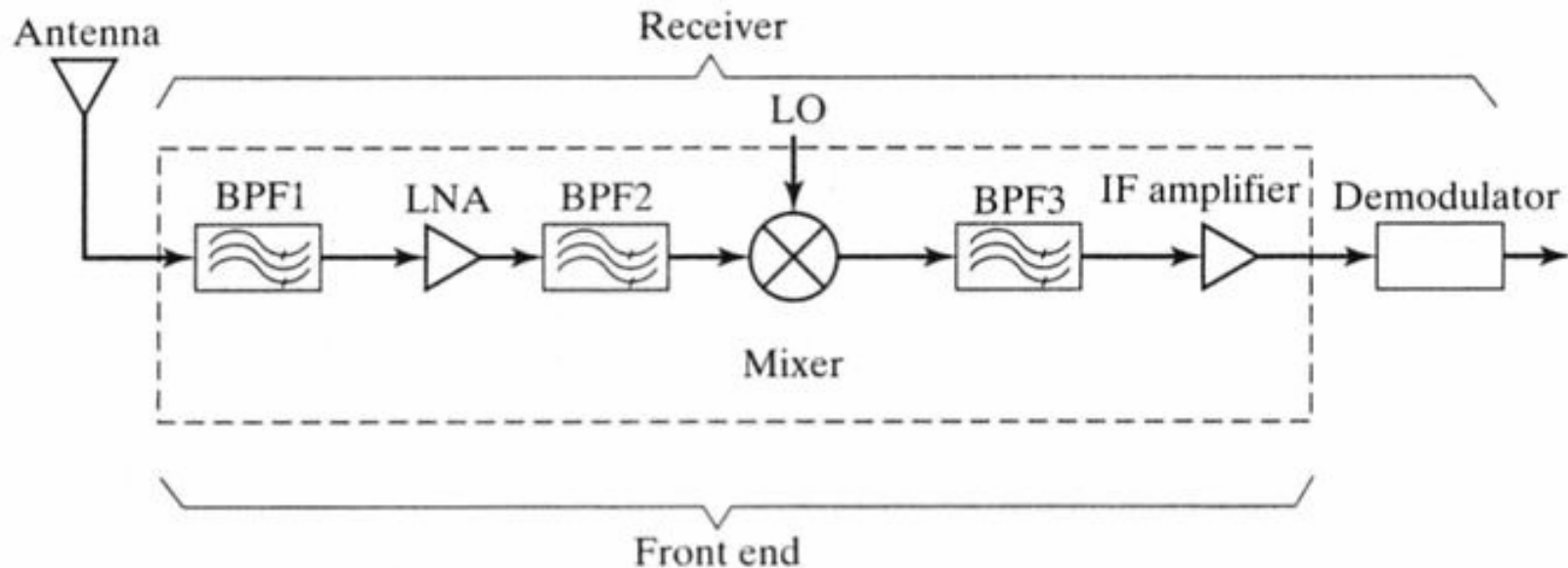
- Unngå store faseskift ved enden av hvert symbol!
  - Store, raske endringer betyr stor symbol-båndbredde
  - Tiltak: Multiplisere gren-signalene med **halve sinus-pulser** i stedet for rektangulære
  - ( $2 T_b$  er perioden for symbolet)
- Dette er eks på **MSK, Minimum Shift Keying**
  - Kontinuerlig fase-skift, ikke abrupt endring i fasen og ingen raske signalendringer

# MSK, forts.

- MSK har et kraftigere fall i sitt spekter enn QPSK
  - Lavere sidelobe-signal-effekt
- For en **kanal** med endelig båndbredde introduseres mindre ”forstyrrelser”

# 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

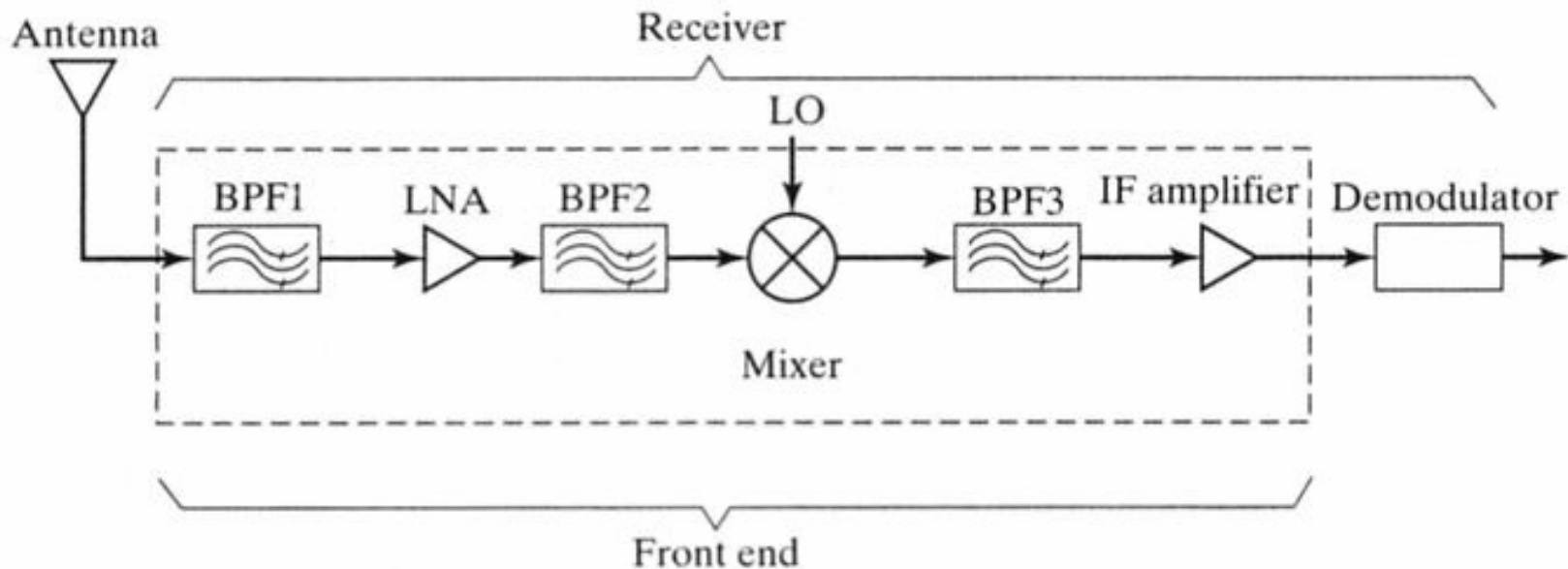


# Receiver, forts.

- 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

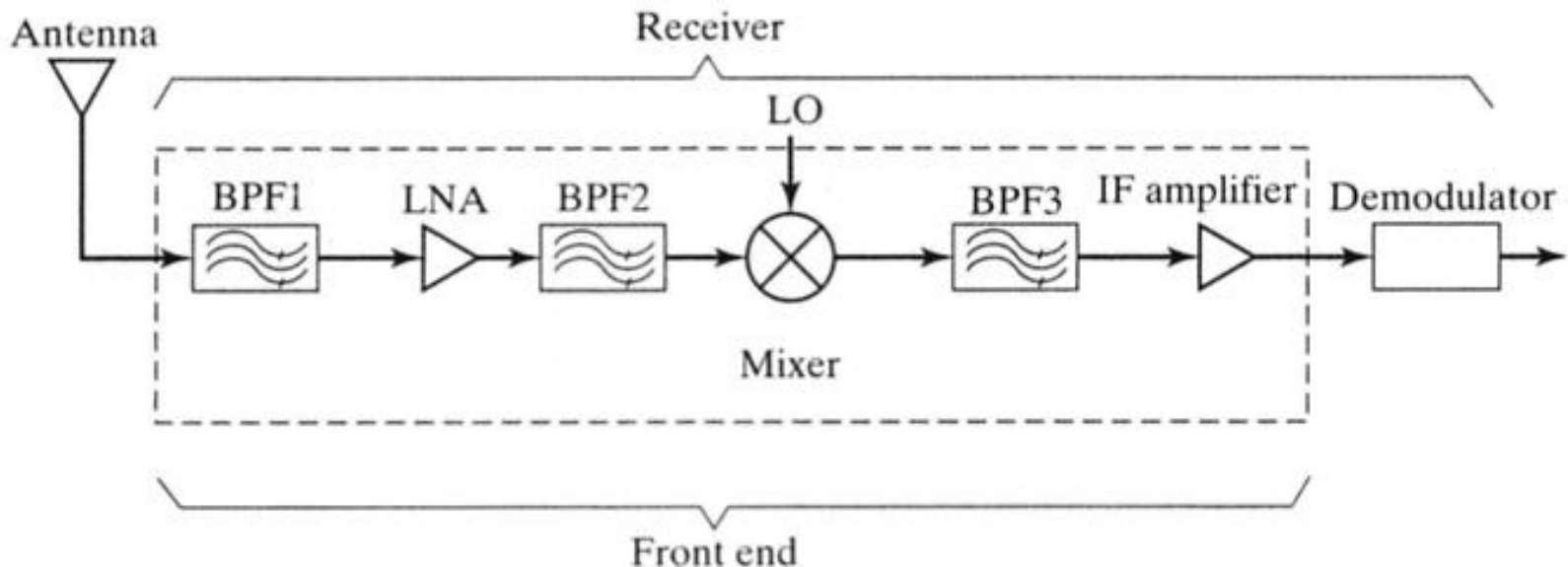
# Arkitektur, forts.

- 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,  $\omega_{rf}$  og  $\omega_{lo}$ 
  - Får generert en mellomfrekvens  $\omega_{if}$  som er differansen mellom  $\omega_{rf}$  og  $\omega_{lo}$

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

# Miksing, forts.

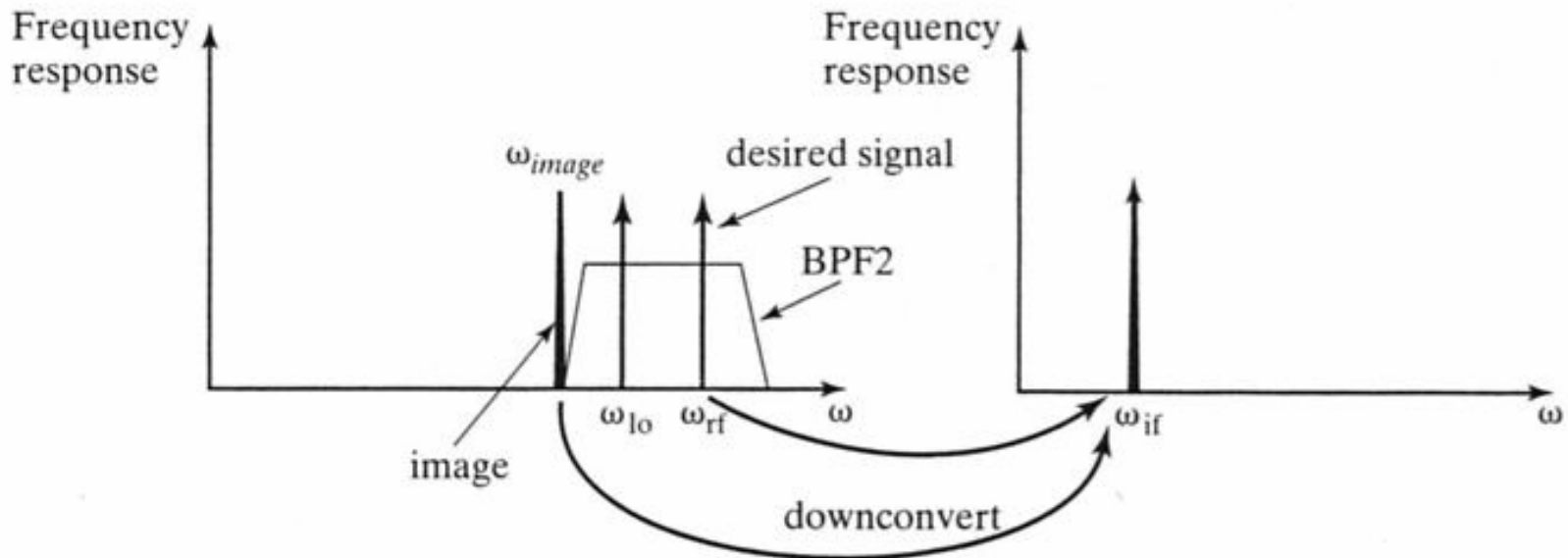
$$\begin{aligned} V_{if}(t) &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos(\omega_{rf} - \omega_{lo})t) \\ &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos \omega_{if}t) \end{aligned}$$

- 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



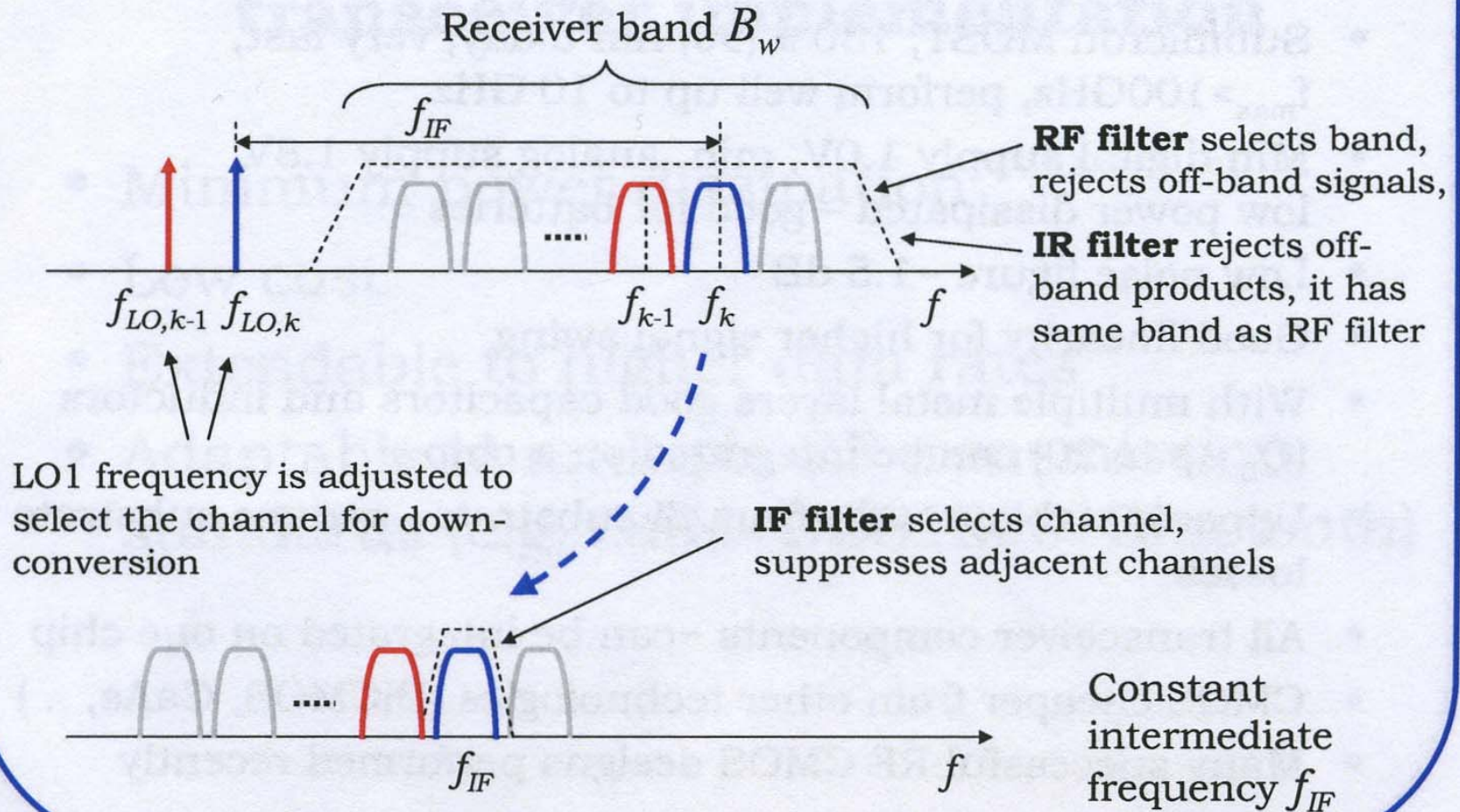
## Miksing av image-frekvens med lokal-oscillator-frekvens

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

# 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 selekttere 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 →

# Ikke-linearitet ved LNA

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

**Det genereres "harmoniske"**



# LNA, forts.

- "Harmonic distortion"
  - = forholdet mellom amplitudene til en spesiell "harmonic" og fundamentalfrekvensen
  - 3.dje harmoniske er vist i ligning:

$$\text{HD}_3 = \frac{1}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} A^2.$$

# Overgang til RF medfører

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

# Dagens teknologi

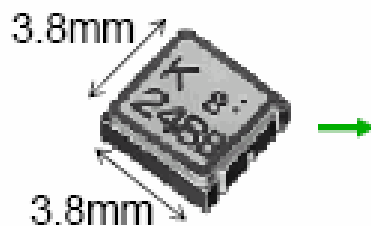
- Teknologi og komponenter som brukes i dag
  - **Diskrete**, **passive** komponenter med gode egenskaper
    - R, C, L
    - Eks. krystaller, spoler
  - Slike komponenter trengs pga. høye krav til ytelse og nøyaktighet
  - **Off-chip løsninger** er resultatet
    - Montasje på kretskort
    - Systemene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

# Dagens RF teknologi har begrensninger

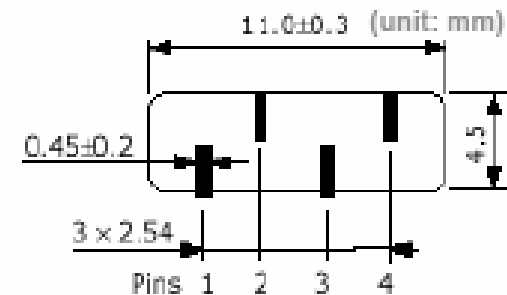
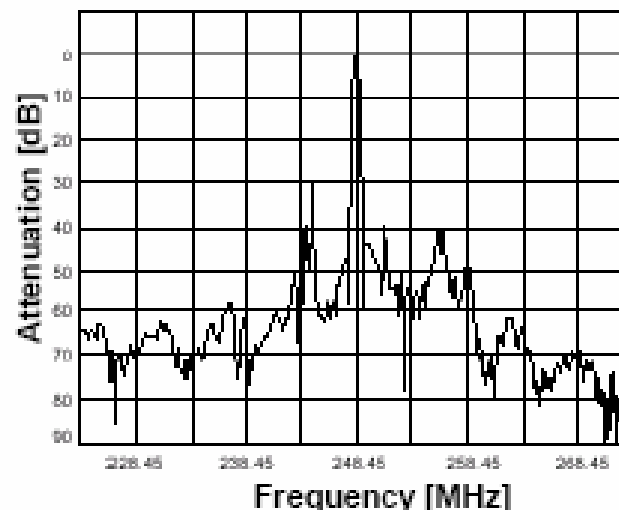
- De diskrete komponentene har **begrenset ytelse**
  - Konvensjonell PIN-diode er ineffektiv ved høye frekvenser
  - RF filtre er spesielt krevende å implementere
    - krav til høy Q-faktor!
    - kostbare
  - Systemene lar seg ikke integrere fullt ut
    - Det vil være viktig for pris, volum, pålitelighet

# Bottlenecks in Current Microwave/MM-Wave Systems – Band Selection Filters

- **High-Q** ( $Q \sim 1000$ 's) filters are needed in heterodyne communication receivers for frequency selection in RF and IF bands
- Current solution: Off-chip surface-acoustic wave (SAW) filter
  - Bulky



IF filter  
 $f_0$ : 240MHz  
 $\Delta f$ : 260kHz  
 $Q$ :  $\sim 1000$



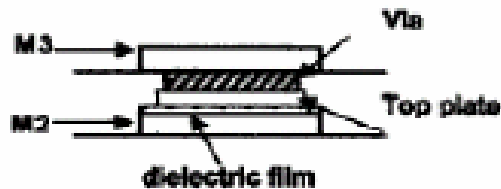
RF filter  
 $f_0$ : 868MHz  
 $\Delta f$ : 600kHz  
 $Q$ :  $\sim 1500$

# Bottlenecks in Current Microwave/MM-Wave Telecommunication Systems – Passive Elements

- Lack of high-Q ( $\sim 1000$ ) passive elements like inductors and capacitors in matching circuit or bias-Tee, etc.

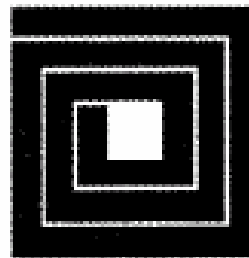
## MIM Capacitor

- Low Q ( $< 100$ )



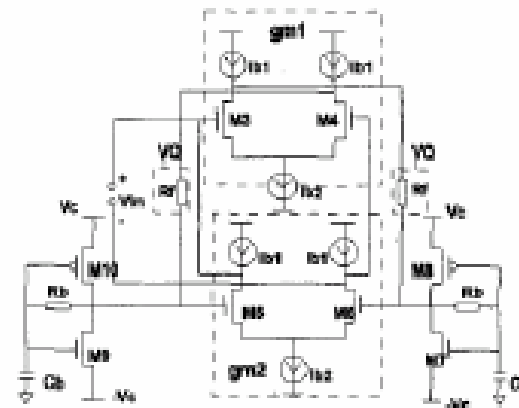
## Spiral Inductor

- Low Q ( $\sim 10$ )
- Low resonant frequency



## Active Inductor

- Large Noise
- High Power consumption



# Transceivere med RF MEMS

- **”RF receiver front-end”-arkitektur →**
  - Erstatte dagens komponenter med RF MEMS
  - Bruk av MEMS filter-bank
- Transmitter arkitektur
- Aktuelle forskningstemaer innen feltet

# Problemstilling

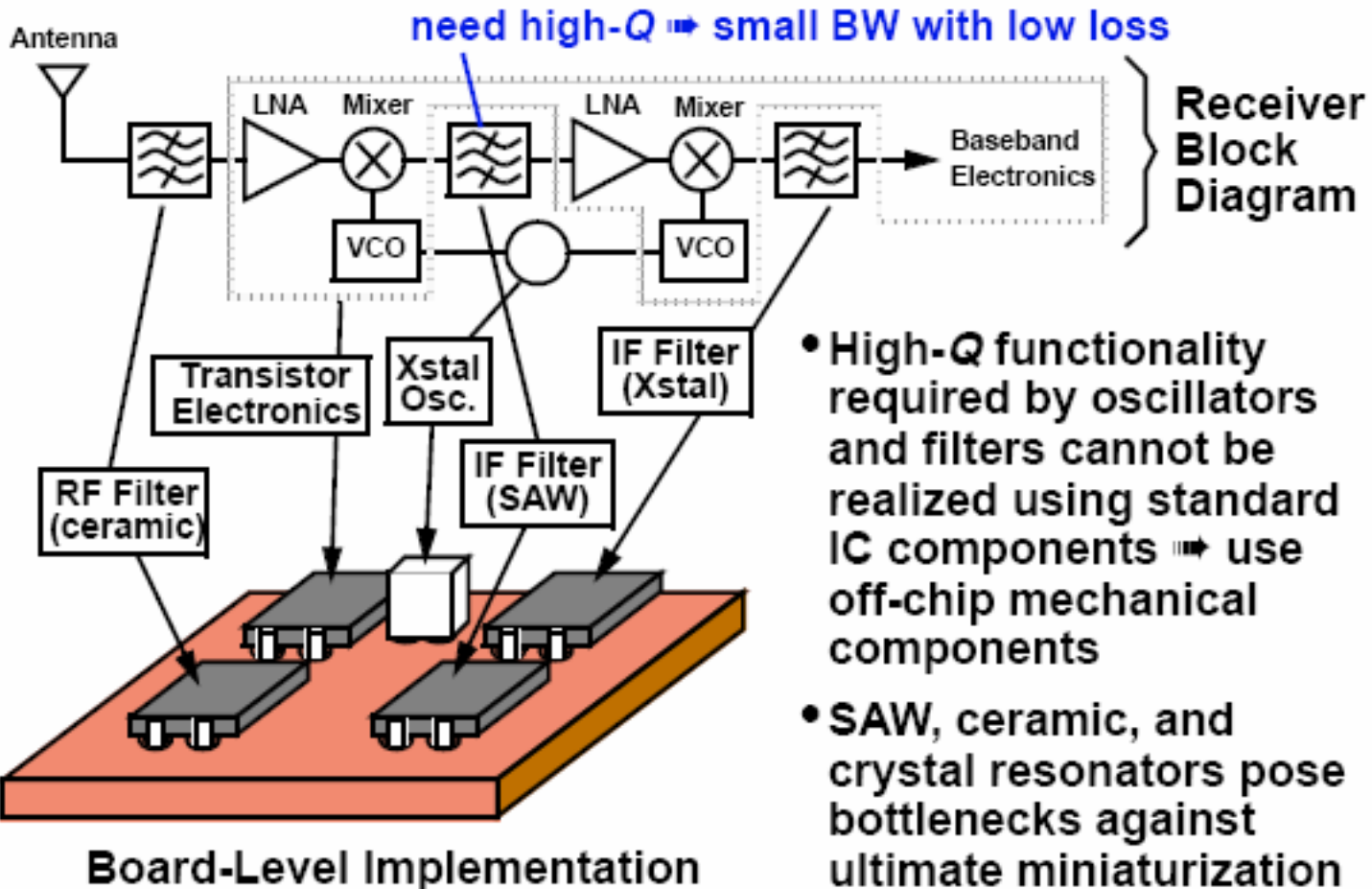
- Se hvordan mikromekaniske kretser kan brukes i **kommunikasjons-systemer**
- Eks. fra "RF receiver front-end"
  - A. **Direkte erstatning** av off-chip passive komponenter med høy Q
  - B. RF kanal-valg ved **MEMS filter-bank**
  - C. RF front-end med **kun mekaniske** komponenter



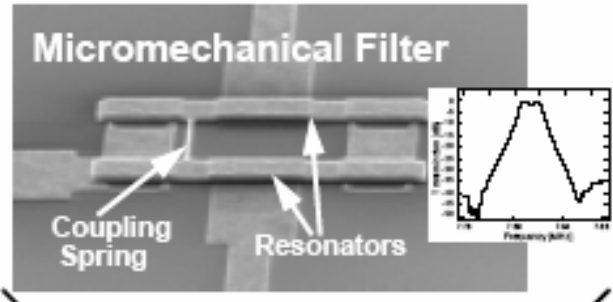
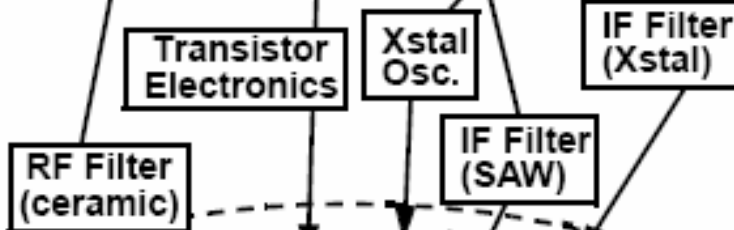
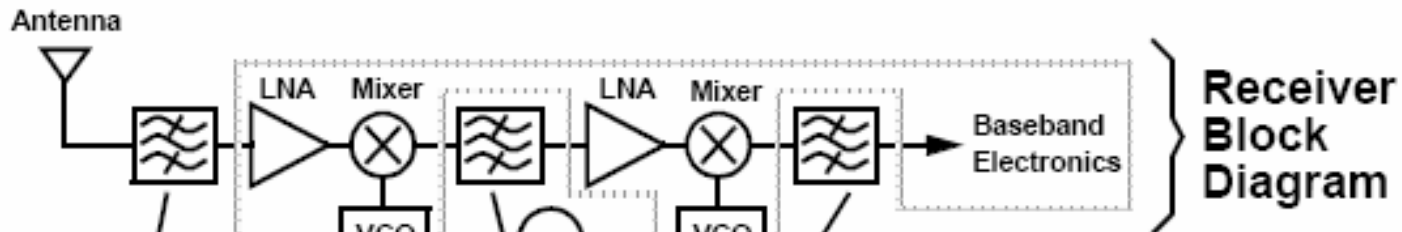
# Formål med eksemplene

- Vise potensialet til MEMS-teknologien
  - Det forutsettes en viss utvikling av RF MEMS komponenter sammenlignet med dagens status
    - F.eks. UHF-kretser (0.3 – 3 GHz) med  $Q \sim 10\,000$
  - Arkitekturene er derfor ”noe spekulative”
- Gir insitament til videre fremskritt på feltet!

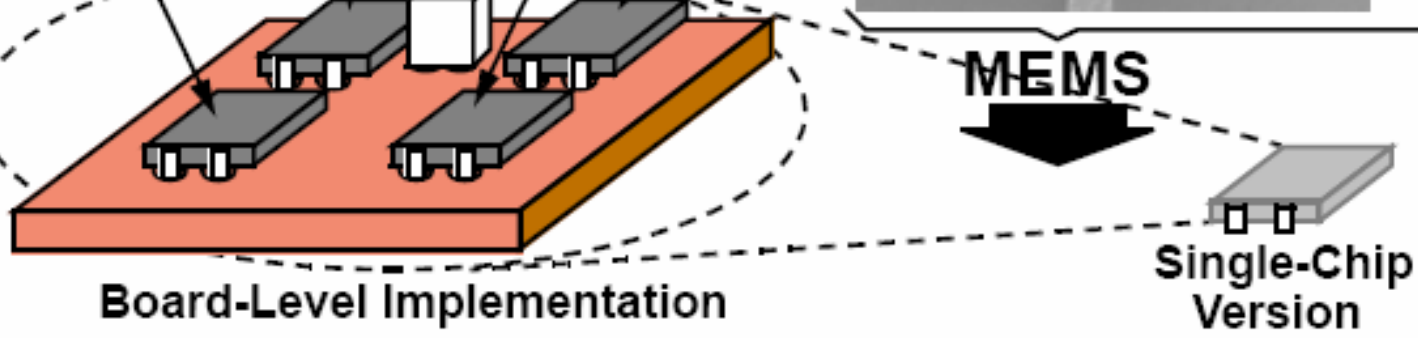
# Miniaturization of Transceivers



# Target Application: Integrated Transceivers



**MEMS**

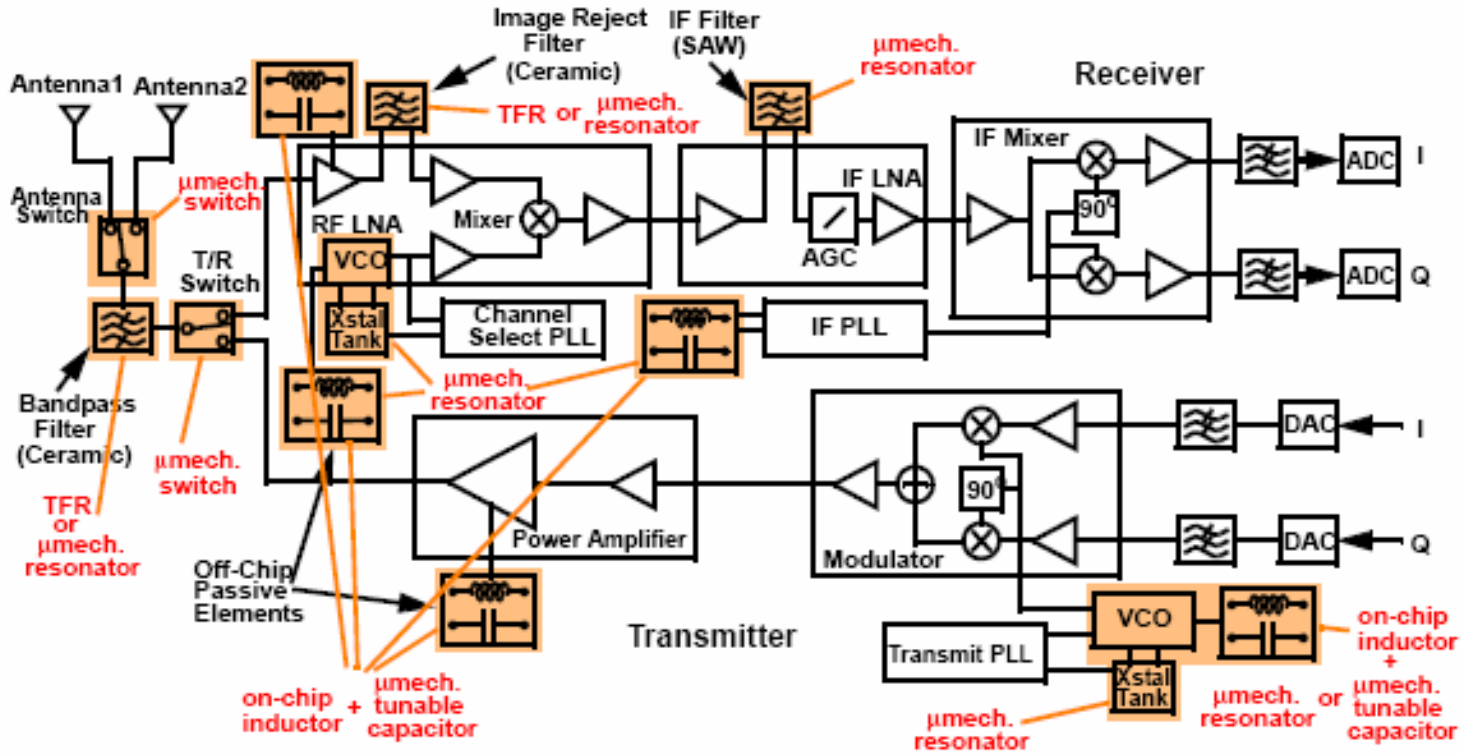


- Off-chip high-Q mechanical components present bottlenecks to miniaturization  $\Rightarrow$  replace them with  $\mu$ mechanical versions

# A. Direkte erstatning

- Erstatte keramiske, SAW og krystall resonatorer
- Benyttes for
  - RF "preselect filter"
  - RF "image-reject filter"
  - IF "channel-select filter"
  - Krystall referanse oscillator
- Blokkdiagram med mulige erstatninger →

# MEMS-Replaceable Transceiver Components

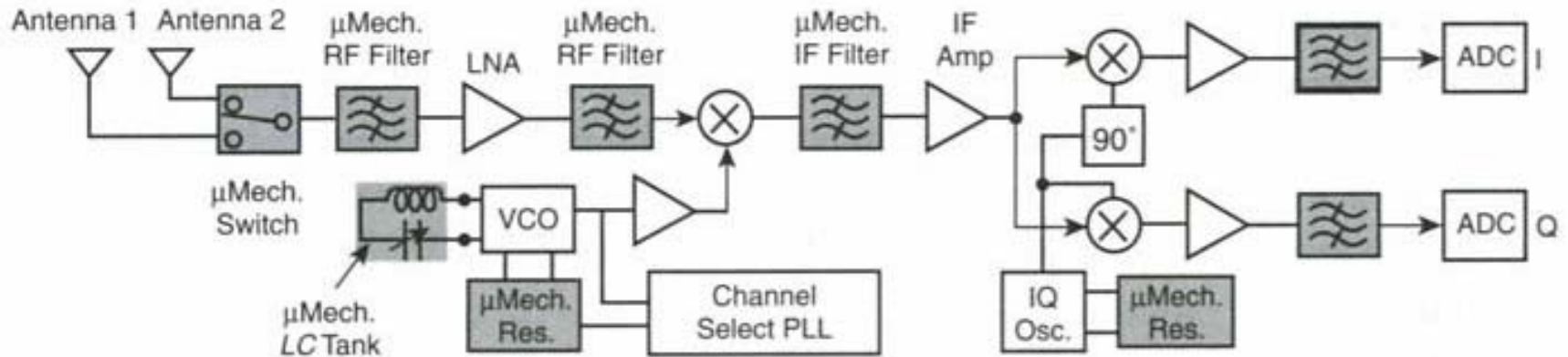


- A large number of off-chip high-Q components replaceable with  $\mu$ machined versions; e.g., using  $\mu$ machined resonators, switches, capacitors, and inductors

# MEMS baserte passive komponenter

- Medium Q induktorer
- Tunbare kapasitanser
  - Brukes i VCO og matche-nettverk
- Lav-taps MEMS svitsjer ( $\sim 0.1$  dB)
  - Utvider fleksibiliteten til antenneutstyret
    - TDD (time-division-detection) kan bli mer praktisk enn FDD (frequency-division-detection)

# 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  $\mu$ mechanics are shaded.)

# Fordeler med MEMS erstatning

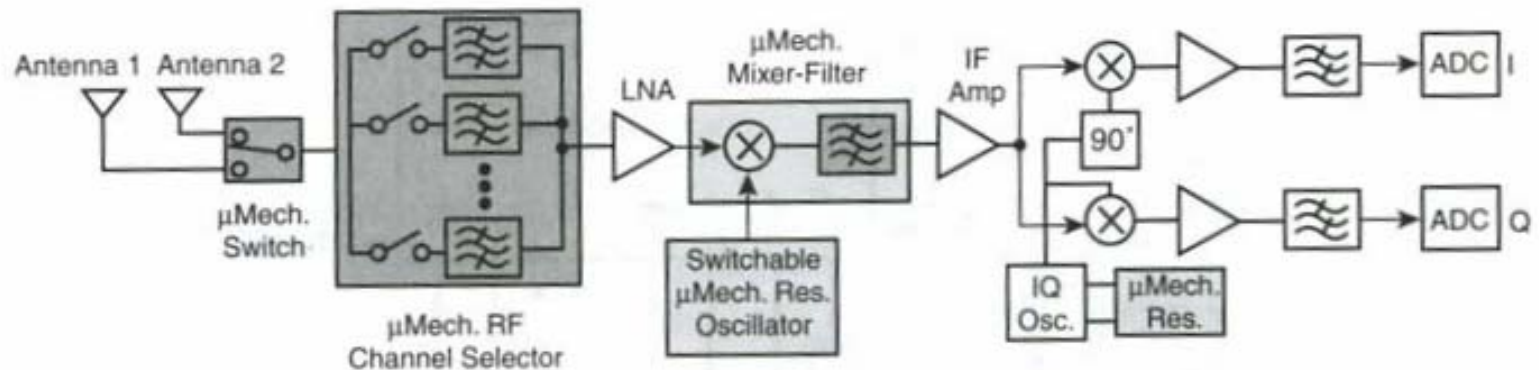
- Reduksjon av **dimensjoner**
- Muligheter for **integrasjon**
  - Monolittisk
  - Sam-montering ("multi-chip")
- RF MEMS blokkene fører til **effekt-reduksjon**
- MEMS gir større fleksibilitet for **impedans-tilpasning** av MEMS- filtre
  - Terminerings-impedans skreddersys til etterfølgende LNA (Low Noise Amplifier)
  - "Høyere" (enn  $50 \Omega$ ) 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**

# Bruk av MEMS resonatorer



**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  $\mu$ mechanics are shaded.)

# RF kanal-valg ved MEMS filter-bank

- Ide:
  - Benytte et stort antall mikromekaniske resonatorer med høy  $Q$ 
    - Filter-bank
  - Kombinert med svitsjbare nettverk

# B1. Svitsjbar RF "channel-select" filter bank

- Fordeler
  - Kan velge RF kanal direkte
  - Kan velge **smal kanal** og ikke bare et grov-valg som ved "preselection" filter
  - Etterfølgende elektroniske blokker vil da ikke påvirkes av effekten fra nærliggende kanaler
    - 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

# Hvorfor benyttes ikke RF channel-selection i dag?

- Vanskelig å oppnå med dagens teknologi
  - Et enkelt **tunbart** filter med  $Q \sim$  tusenvis, er **urealistisk**
- Løsningen er
  - 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 → RF MEMS filtre

# MEMS filterbank

- Blokk-diagram ved RF filter kanal-valg →
  - Felles inngang og utgang
  - Hvert filters passbånd tilsvarer en enkel kanal
  - Kontroll ved  $V_p$  fra dekoder
    - Uten påtrykt  $V_p$  er inngangs- og utgangselektroden effektivt "open-circuit"

# Blokk-diagram for filter-bank

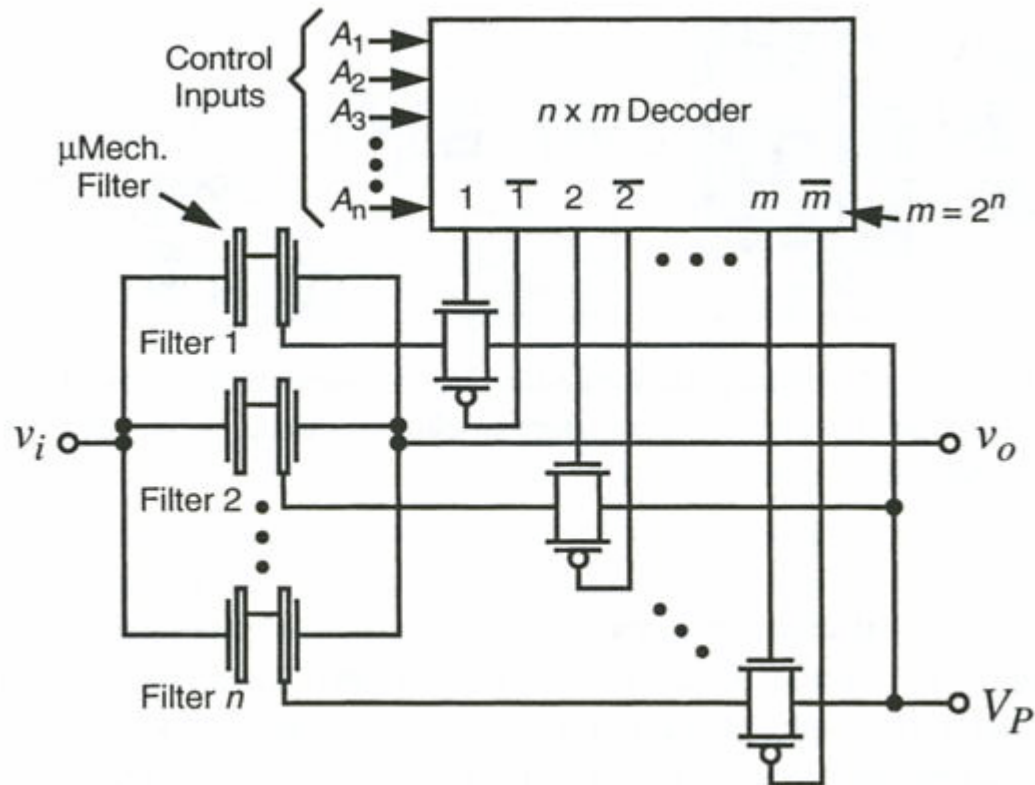


Figure 12.22. System/circuit diagram for an RF channel-select micromechanical filter bank.

# 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

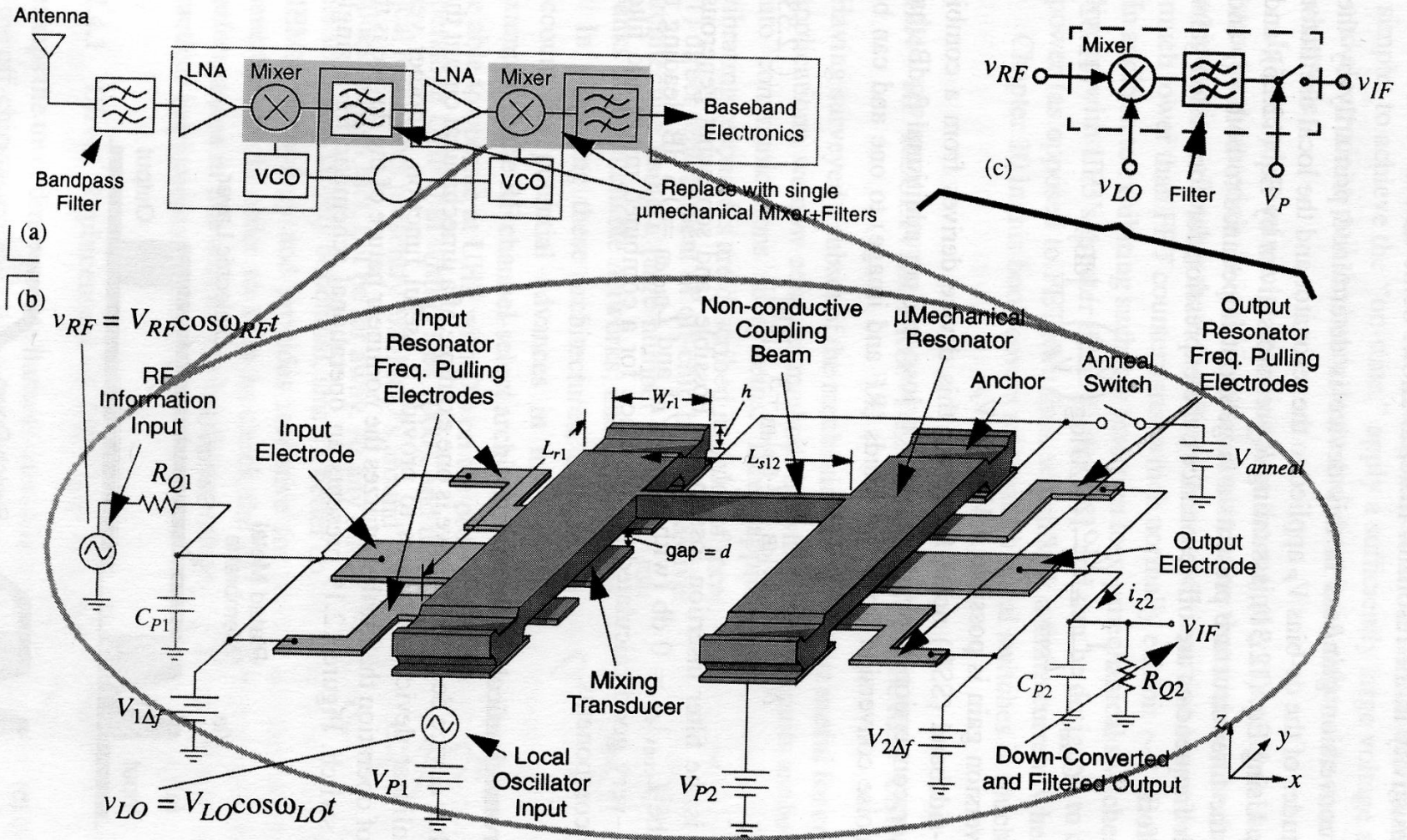


## B2. Svitsjbar MEMS resonator syntetisator

- 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

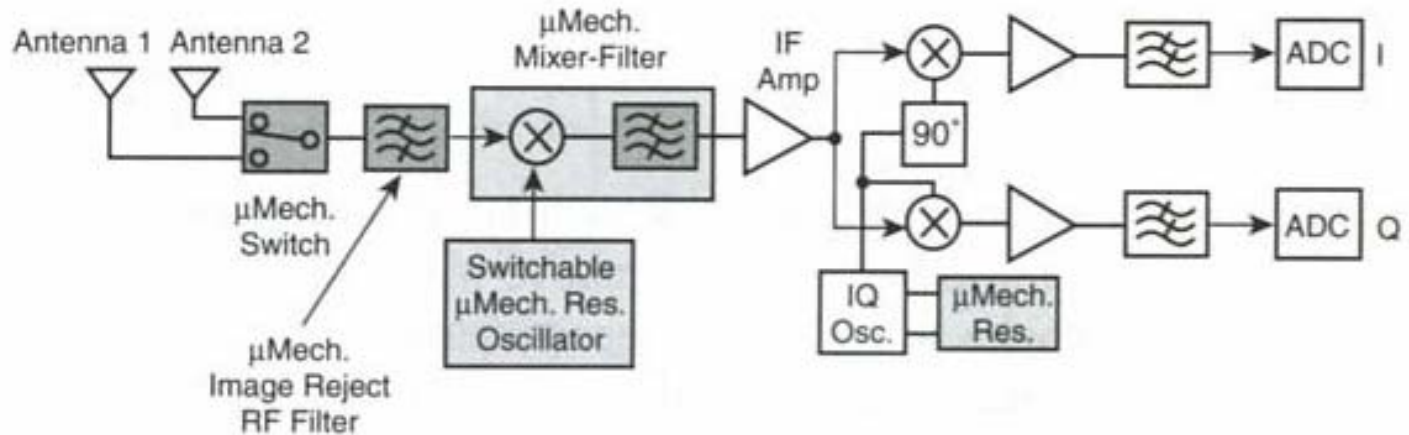
## B3. Mikromekanisk mikser-filter

- Bruk av mikromaskinert mikser-filter eliminerer DC effekt-forbruket som dagens aktive miksere 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



**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  $\mu$ mechanical mixer-filter, depicting the bias and excitation scheme needed for downconversion. (c) Equivalent block diagram of the mixer-filter scheme.

## C. RF front-end med kun mekaniske komponenter



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

# RF front-end med kun RF MEMS, forts.

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

# Fordeler med kun RF MEMS

- Systemet i fig 12.23 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 ved høyere frekvenser (enn c-c beam)

# Transceivere med RF MEMS

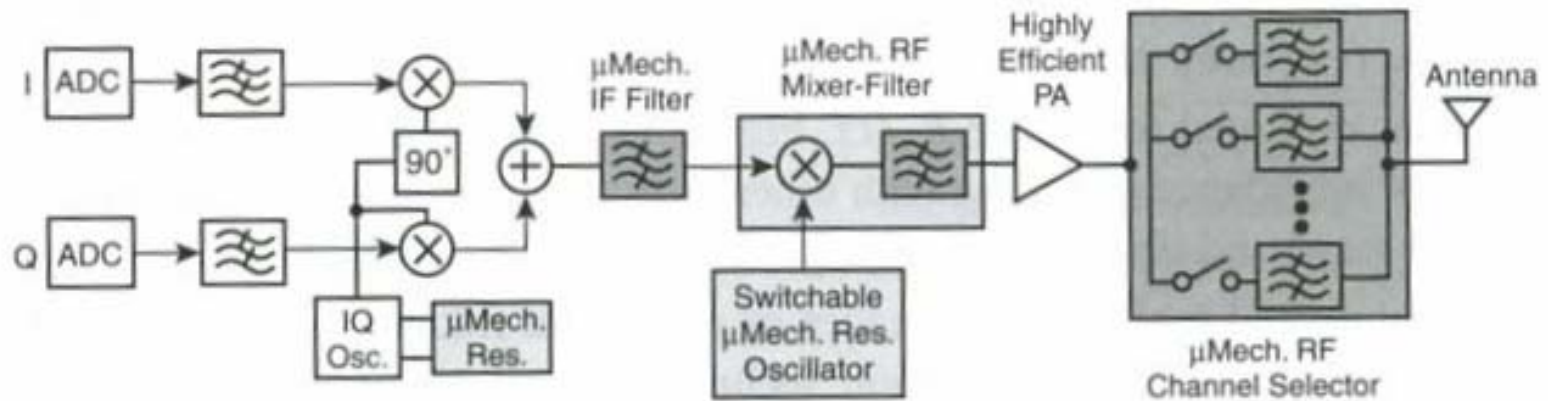
- "RF receiver front-end"-arkitektur
- **Transmitter arkitektur →**
- Aktuelle forskningstemaer innen feltet

# RF MEMS transmitter arkitektur

- 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
- Transmitter arkitektur →



# Transmitter arkitektur



**Figure 12.24.** RF channel-select transmitter architecture, possible only if high-power  $\mu$ mechanical resonators can be achieved. Here, on-chip  $\mu$ 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 hanskkes 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!

# RF MEMS transmitter arkitektur, forts.

- Arkitekturen vil kunne gi betydelig effektbesparelse
- "Up-converter" kan med fordel realiseres ved MEMS mikser-filter-struktur

# Transceivere med RF MEMS

- "RF receiver front-end"-arkitektur
- Transmitter arkitektur
- **Aktuelle forskningstemaer innen feltet →**
  - Høy Q – høy frekvens
  - Linearitet, effekt-leveringsevne
  - Skreddersøm av impedans-nivå
  - Integrasjonsmetoder

# Aktuelle forskningstemaer, RF MEMS transceiver

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

# 1. Frekvens og Q

- Beam **geometrien** er et sentralt tema
  - Hvilke frekvensområder kan dekkes?
  - I dag finnes eks. på komponenter som tilfredsstillter kravet om  $Q \sim 1000$  og UHF
  - Forskning viser at 10 MHz – 2.5 GHz kan realiseres med realistiske beam element-størrelser
  - MEN geometri er bare en av faktorene →

# Andre faktorer som påvirker egenskapene

- **Energitap** i materialet påvirker Q
- Absolutt **verdi og toleranser** i resonatorfrekvens
  - Avhengig av fabrikasjon, trimming og tuning
- **Stabilitet** av resonator frekvens
  - Mhp. temperatur-variasjoner og eldring

# Tema som studeres innen dette

- "Flexural-mode" resonatorer
  - Q-faktorens avhengighet 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
    - Balanserte stemmegaffel-strukturer
    - Sirkulære resonatorer
- Konkurrerende resonator-type for høy frekvens og Q
  - "Thin-film bulk acoustic resonators"
    - Høye frekvenser (UHF og over)
    - $Q > 1000$
    - Piezoelektriske materialer



## 2. 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 standarder som tillater **simultan** sending og mottaking
  - Eks. CDMA gjør dette
    - Trenger ekstra filter ("transmit-reject-filter") foran filterbanken i receiver
    - Fjerner "out-of-band" transmitter utganger og kryssmodulasjon
    - Filteret kan være bredbåndet
  - GSM trenger ikke dette
    - Benytter burst mode: kvasi-time-duplexed prinsipp

# Effekt-håndtering, forts.

- Ønsker økt evne til effekt-håndtering
  - Bruke alternative geometrier
  - Bruke **alternativ transduksjon**
    - Piezoelectric
    - Magnetostrictive

### 3. Serie "motional resistance" $R_Q$

- Bør ~ minimaliseres
  - Realistisk krav: noen hundre  $\Omega$
  - Verdien avhenger av hvor lite en kan gjøre gapet,  $d$
- Verdien av resistansen bør gi impedans-matching med andre transceiver-komponenter
  - Komponenter foran og etterfølgende

# Resonator impedans

- "Motional" impedans og gap-afstand for 2-resonator-struktur

TABLE 12.3. Two-Resonator  $\mu$ Mechanical Filter Electrode-to-Resonator Gap Spacing Design<sup>a</sup>

Frequency	Gap Spacing, $d$ , for $R_Q$ of:				
	300 $\Omega$	500 $\Omega$	1000 $\Omega$	2000 $\Omega$	5000 $\Omega$
70 MHz <sup>b</sup>	160 $\text{\AA}$	178 $\text{\AA}$	207 $\text{\AA}$	243 $\text{\AA}$	301 $\text{\AA}$
870 MHz <sup>c</sup>	68 $\text{\AA}$	77 $\text{\AA}$	92 $\text{\AA}$	109 $\text{\AA}$	137 $\text{\AA}$

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

<sup>b</sup> CCBeam, polysilicon,  $L_r = 14.92$   $\mu\text{m}$ ,  $W_r = 8$   $\mu\text{m}$ ,  $h = 2$   $\mu\text{m}$ , BW = 200 kHz

<sup>c</sup> CCBeam, diamond,  $L_r = 5.97$   $\mu\text{m}$ ,  $W_r = 8$   $\mu\text{m}$ ,  $h = 2$   $\mu\text{m}$ , BW = 1.25 MHz.

# Resonator impedans, forts.

- Tabellen viser
  - Ved reduksjon av gapet (140  $\rightarrow$  70 Å) **avtar** resonans-impedansen fra for eksempel 5000  $\Omega$   $\rightarrow$  300  $\Omega$  (870 MHz)
  - Ved tilsvarende reduksjon av gapet **degraderes** lineariteten
  - $\rightarrow$  **viktig å kunne balansere krav til linearitet og impedansekrav**

# 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 evnen til å håndtere effekt**
  - 10 filtre i parallell med 10 mW gir totalt 100 mW

# 4. Storskala-integrasjon

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