

INF5490 RF MEMS

L16: Trådløse systemer med RF MEMS

V2008, Oddvar Søråsen
Institutt for informatikk, UiO

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**

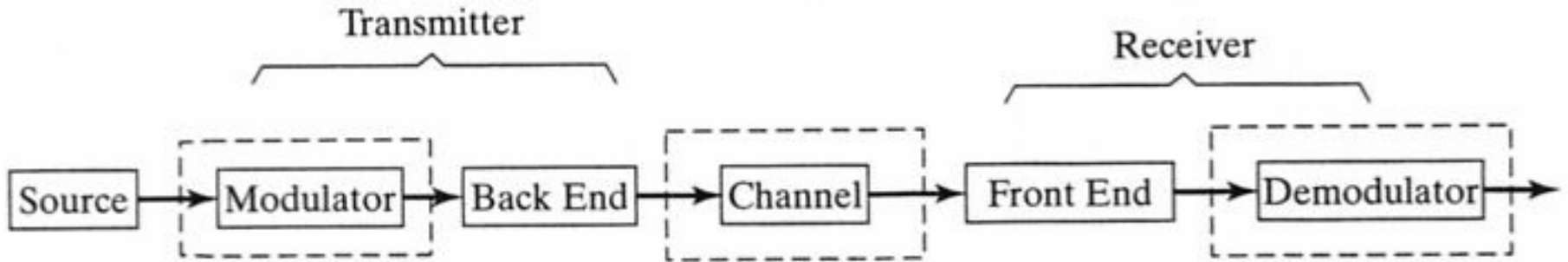
Dagens forelesning

- 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

Generelt kommunikasjonssystem



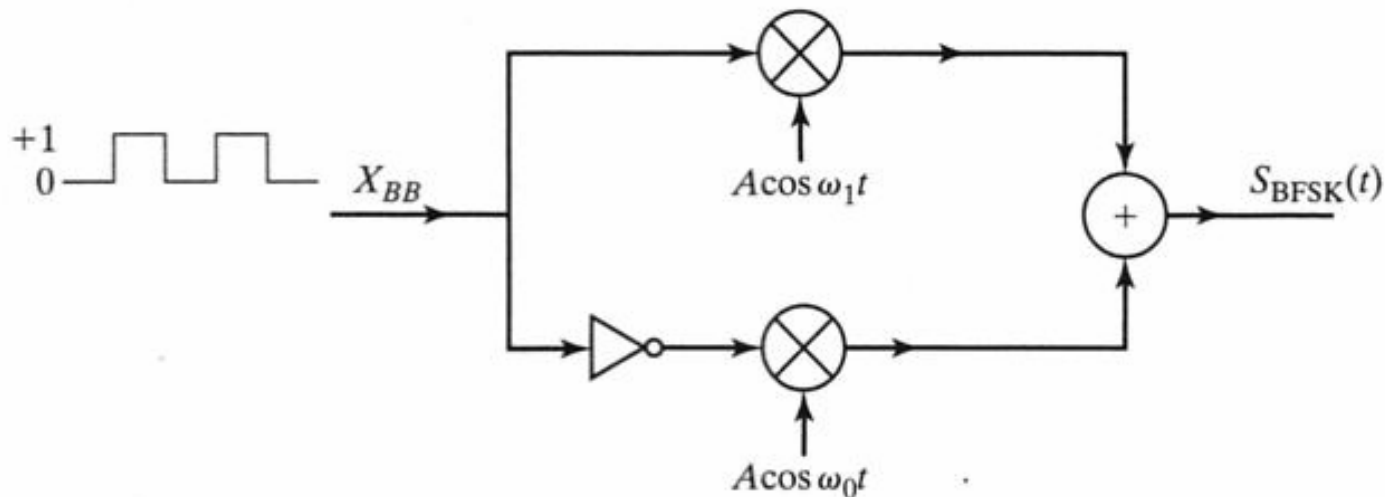
Bitstrøm moduleres (kodes) på **bærebølge** (carrier)

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)

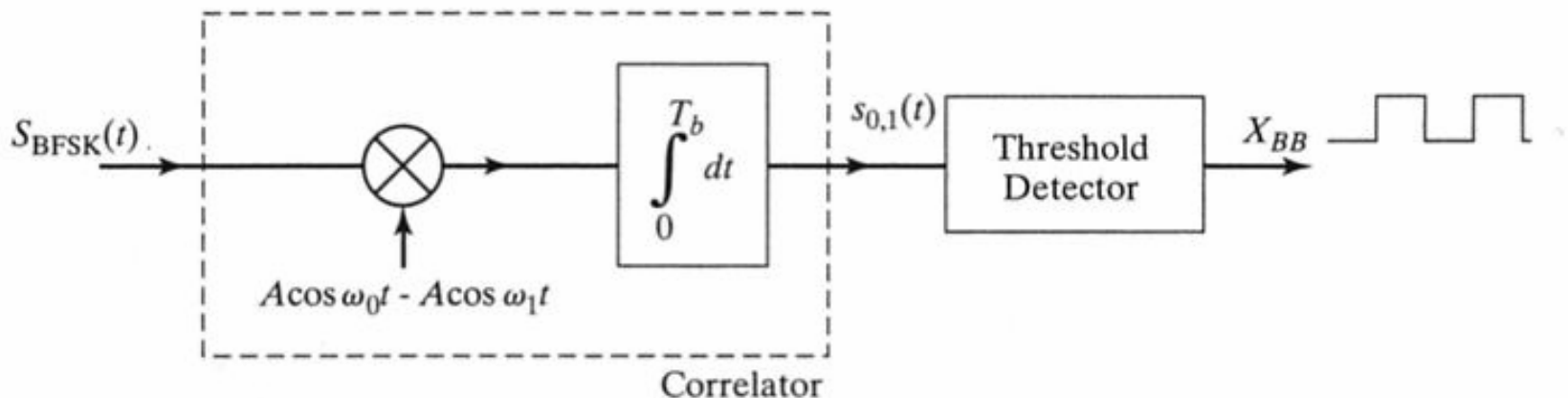


Demodulasjon BFSK

- Koherent demodulator

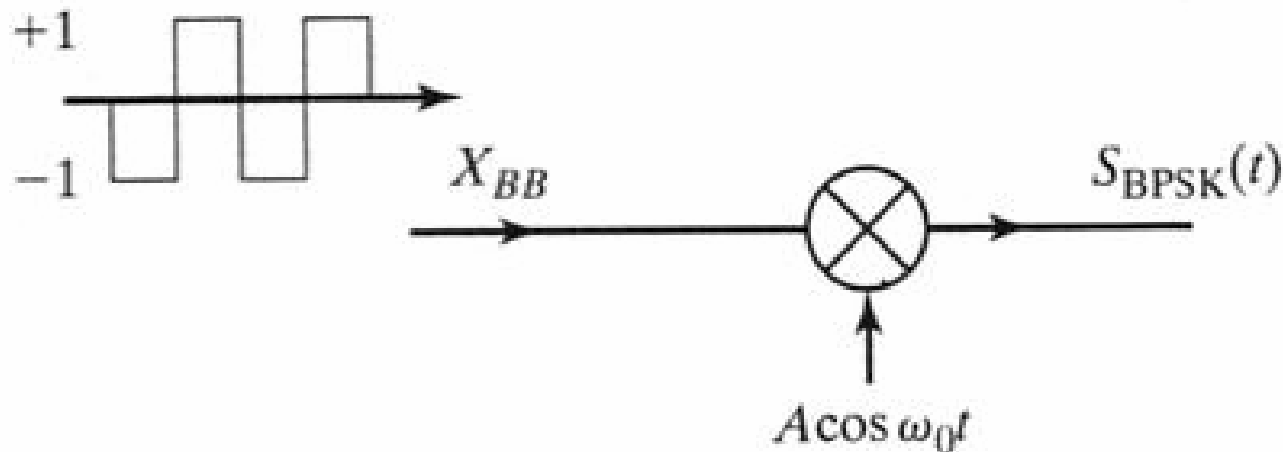
$$\text{logic 0: } s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t - A \cos \omega_1 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2}; \quad (1.1)$$

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



BPSK

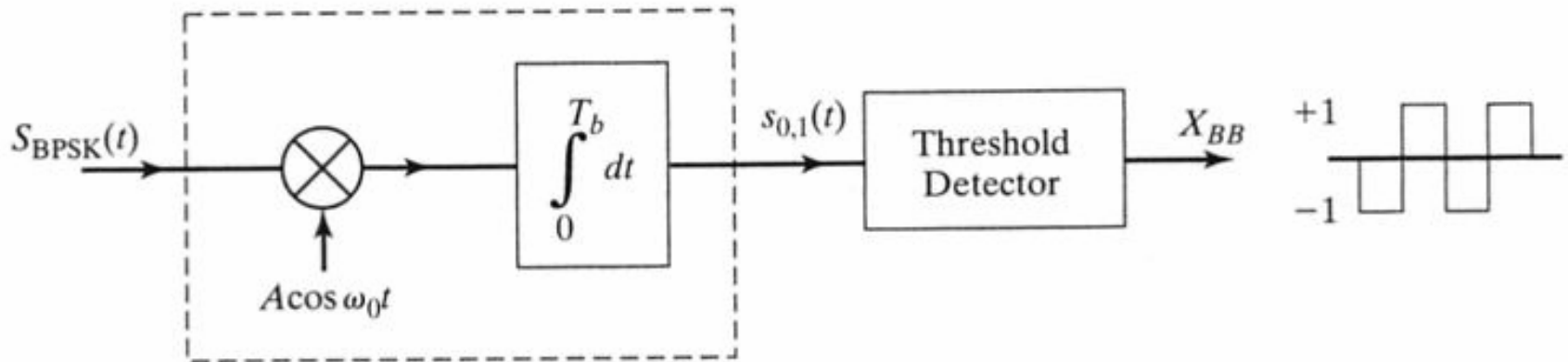
- **Binary Phase-Shift Keying**
- Modulerer fasen på bærebølgen
 - Fasen endres 180 grader ved overgang fra 0 til 1 (+ π)



Demodulasjon BPSK

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

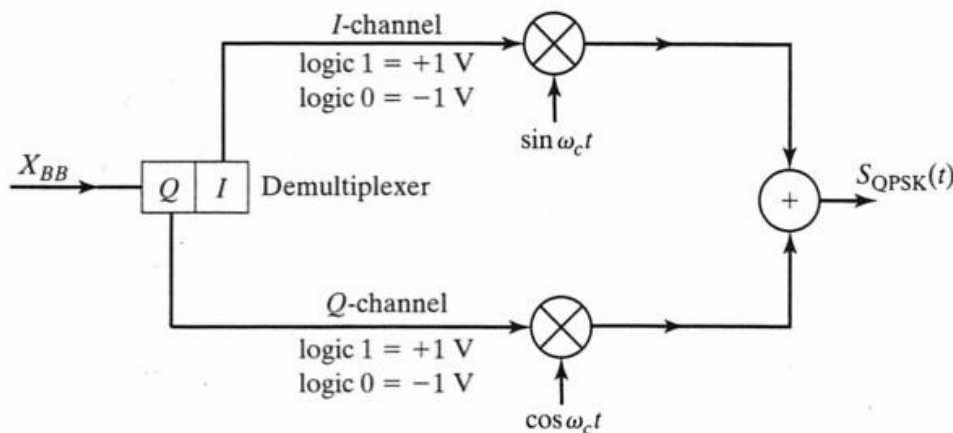
$$\text{logic 0: } s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2}.$$



QPSK

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

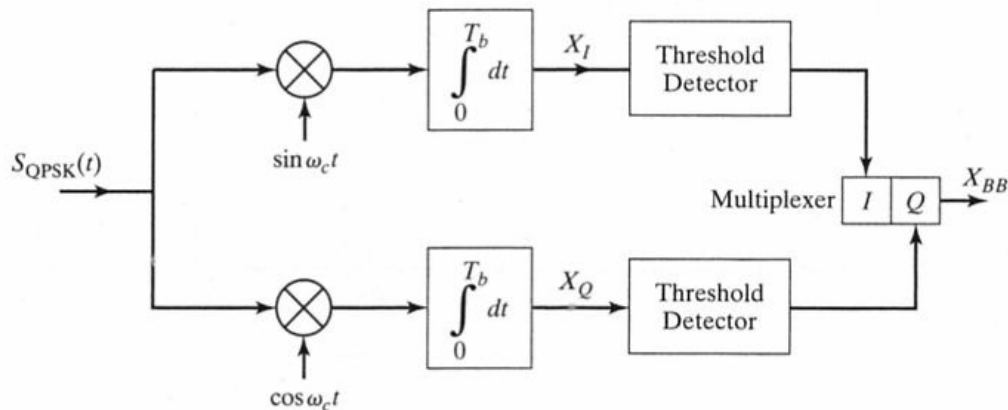
- Halve bitraten i hver gren
- Demultiplekser sender annethvert bit opp og ned
- I og Q-kanal ligger 90 grader ut av fase
 - **In-fase** komponent og **kvadratur**-komponent



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

QPSK, forts.

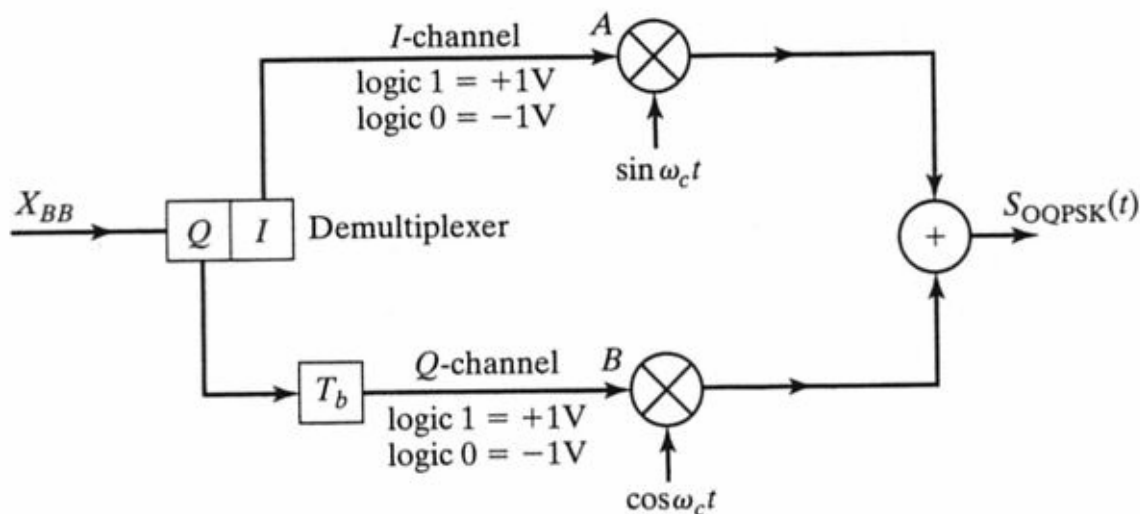
- QPSK demodulasjon
 - Sin og cos-signalene er ortogonale
 - Hver gren demoduleres uavhengig som for BPSK



- QPSK er eks på **kvadraturmodulasjon** der en deler bitstrømmen i par av bit (dibits)
 - Hver dibit avbildes i fire nivåer før modulering

Offset QPSK: modulator

- Hvis kanalen som overfører ikke lenger er ideell, men har **endelig båndbredde**:
 - → **Offset QPSK**
 - Tidsforsinkelse T_b introdusert i Q-grenen
 - Offset = halve symbol-perioden ($2 T_b =$ perioden)
 - Hindrer simultane transisjoner i signalene ved A og B
 - Mindre faseskift. Lavere krav til overføringsbåndbredde



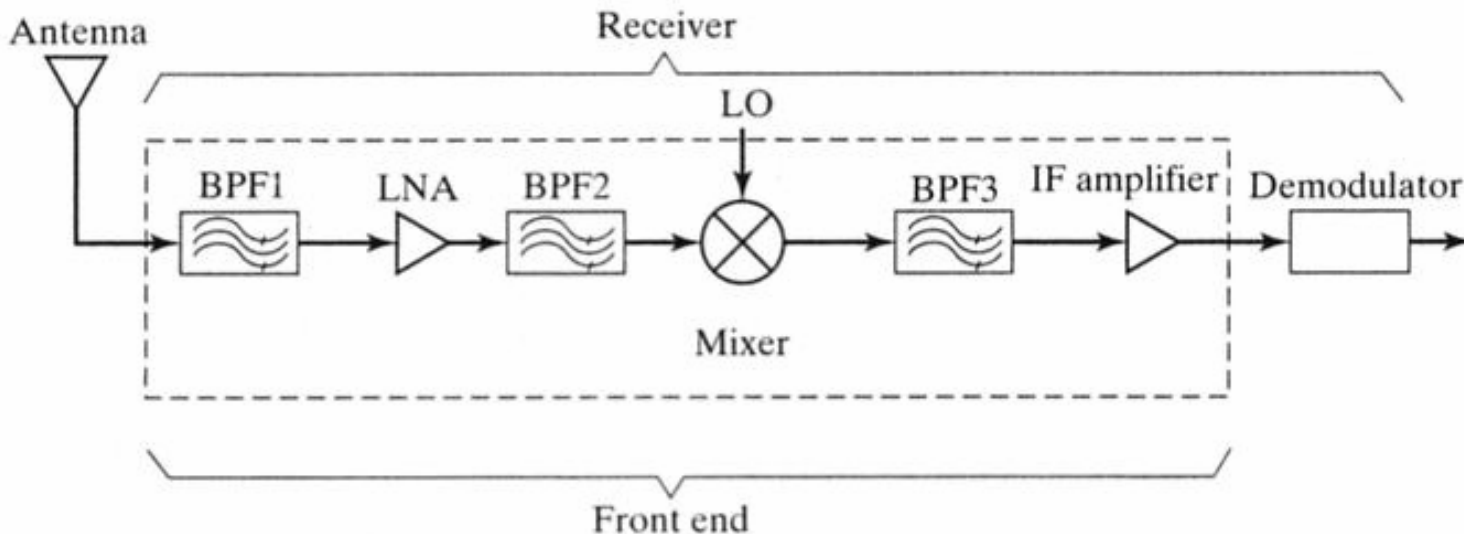
Minimum Shift Keying

- 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

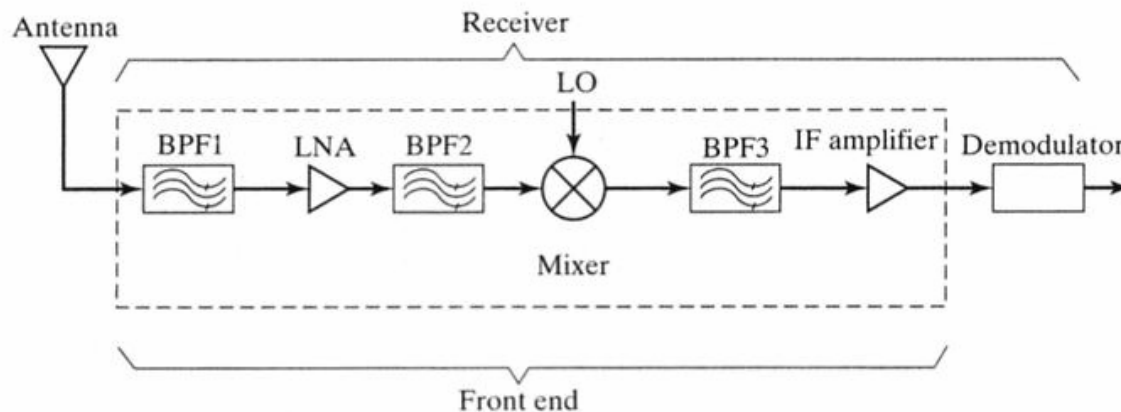
- **Inngangsfiler, BPF1**

- 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 i mottatt signal
 - LNA forsterker også **interferens/støy** → Kan lett drives i metning
 - Høy forsterkning betyr høye krav til BPF1
 - ”Kompromiss”, slik at BPF1 blir praktisk
 - LNA er ulineær, adderer også **egen støy**
 - Genererer intermodulasjonsprodukter fra interferens
 - Disse kan ha samme frekvens som ønsket signal og virke ødeleggende



LNA – Low Noise Amplifier

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

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

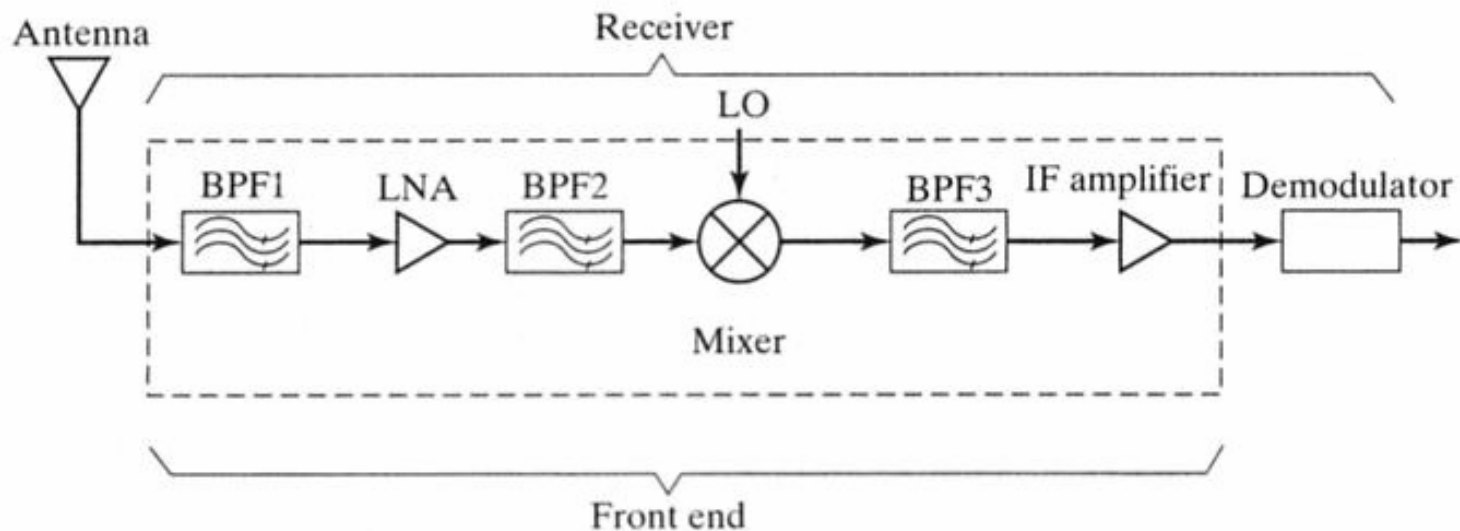
- Ved en enkel frekvens inn genereres doble og triple frekvenser med gitte amplituder

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

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

Arkitektur, forts.

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



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}

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

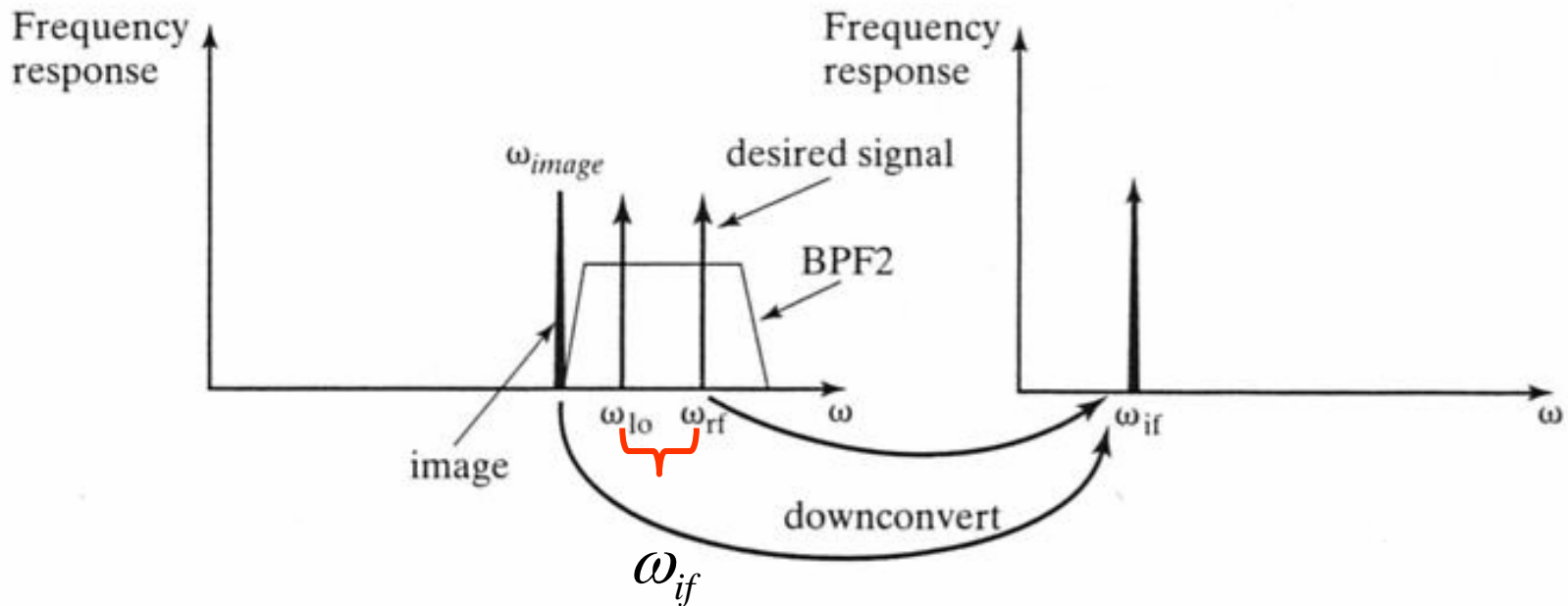
$$\begin{aligned} V_{if}(t) &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos(\omega_{rf} - \omega_{lo})t) \\ &= \frac{1}{2} A^2 (\cos(\omega_{rf} + \omega_{lo})t + \cos \omega_{if}t) \end{aligned}$$

- Anta at en har en frekvens

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

- Denne ligger på undersiden av oscillatorfrekvensen

- Beregninger viser at denne mikses til samme IF →



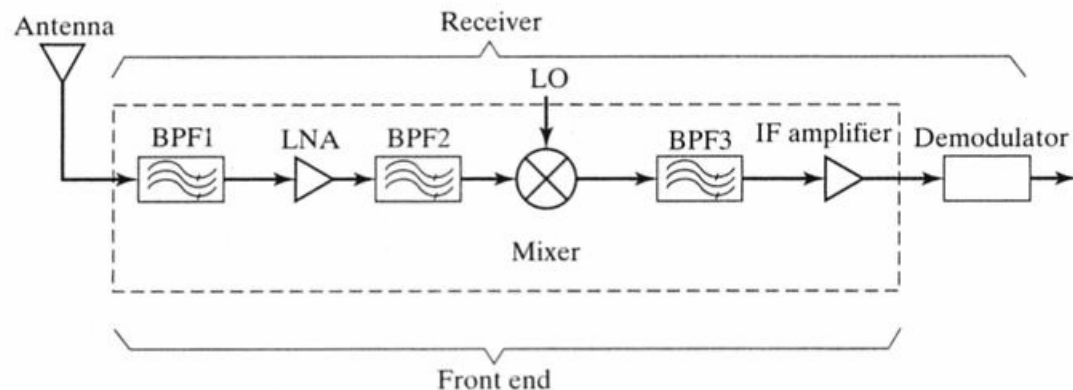
Miksing av image-frekvens med lokal-oscillator-frekvens

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

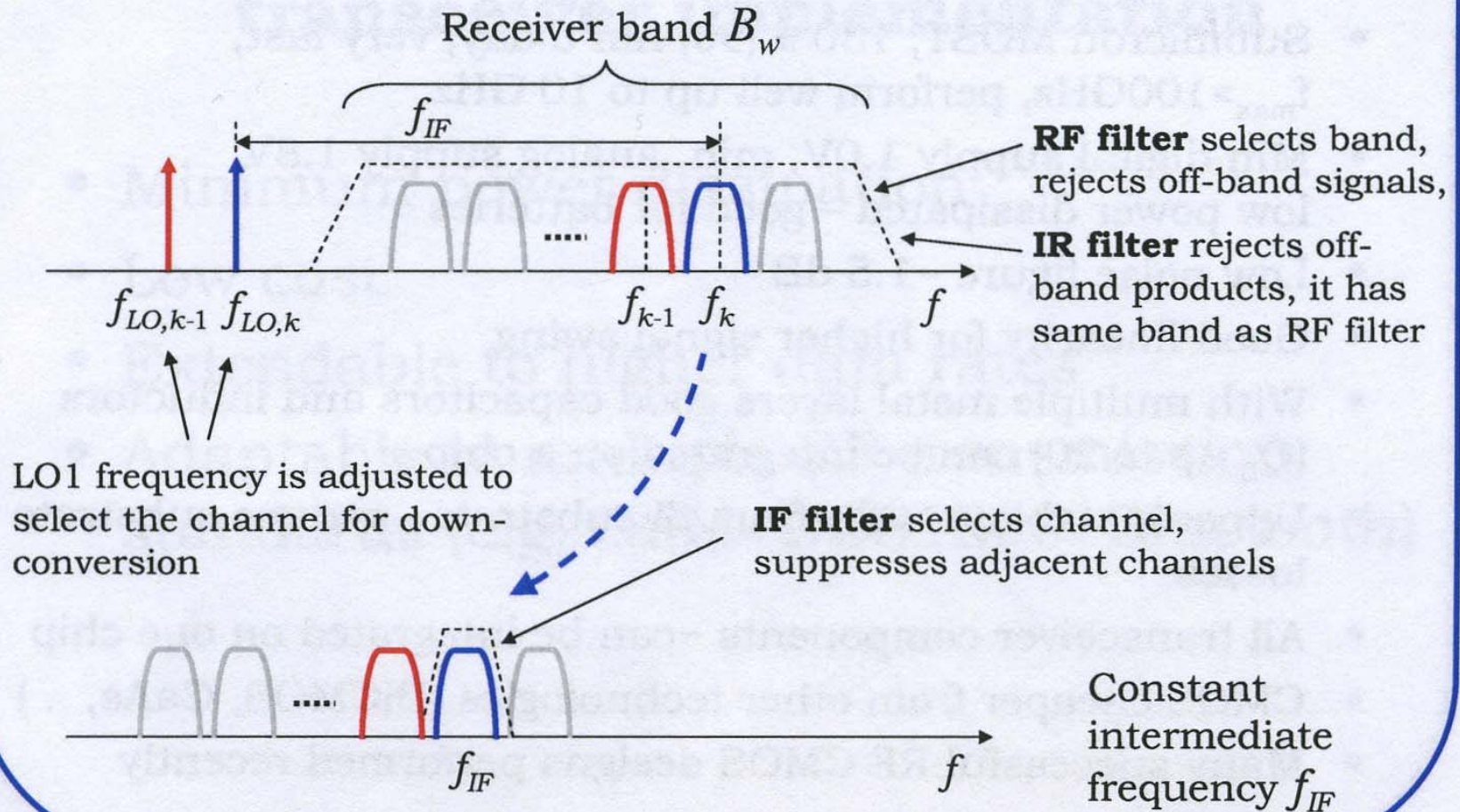
→ Samme mellomfrekvens genereres!

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

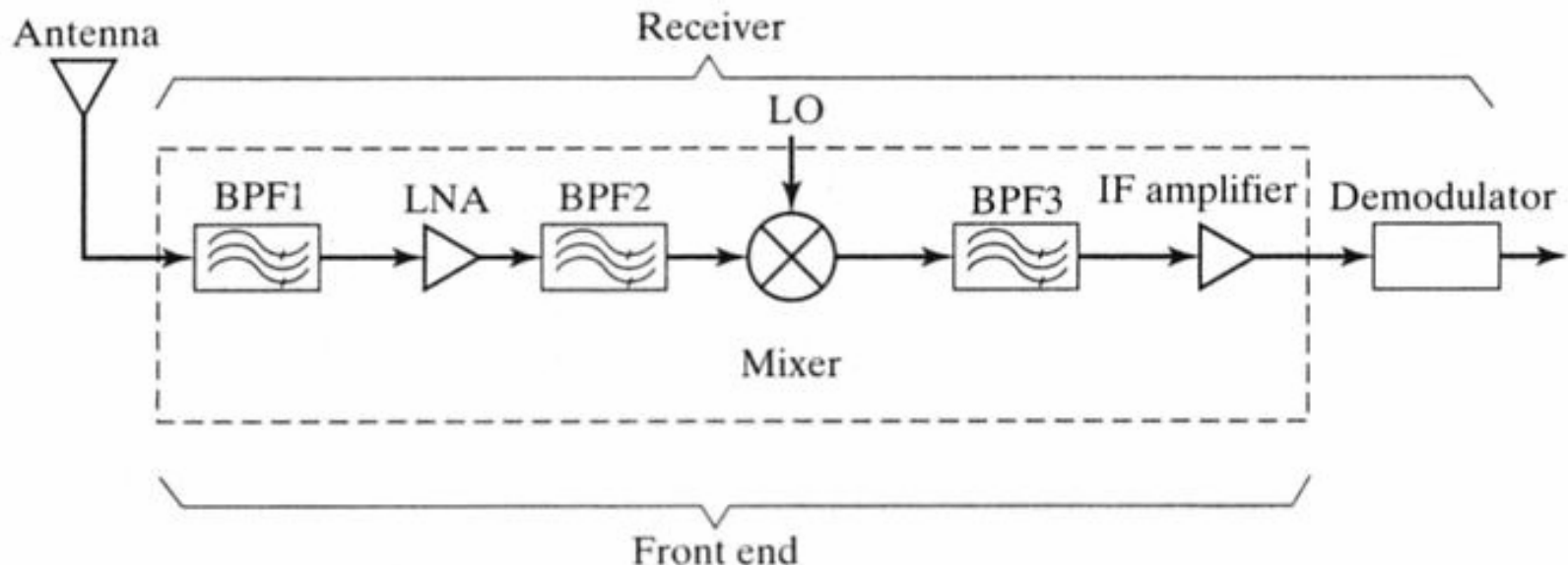


Superheterodyne receiver (cont'd)



Arkitektur, forts.

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



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

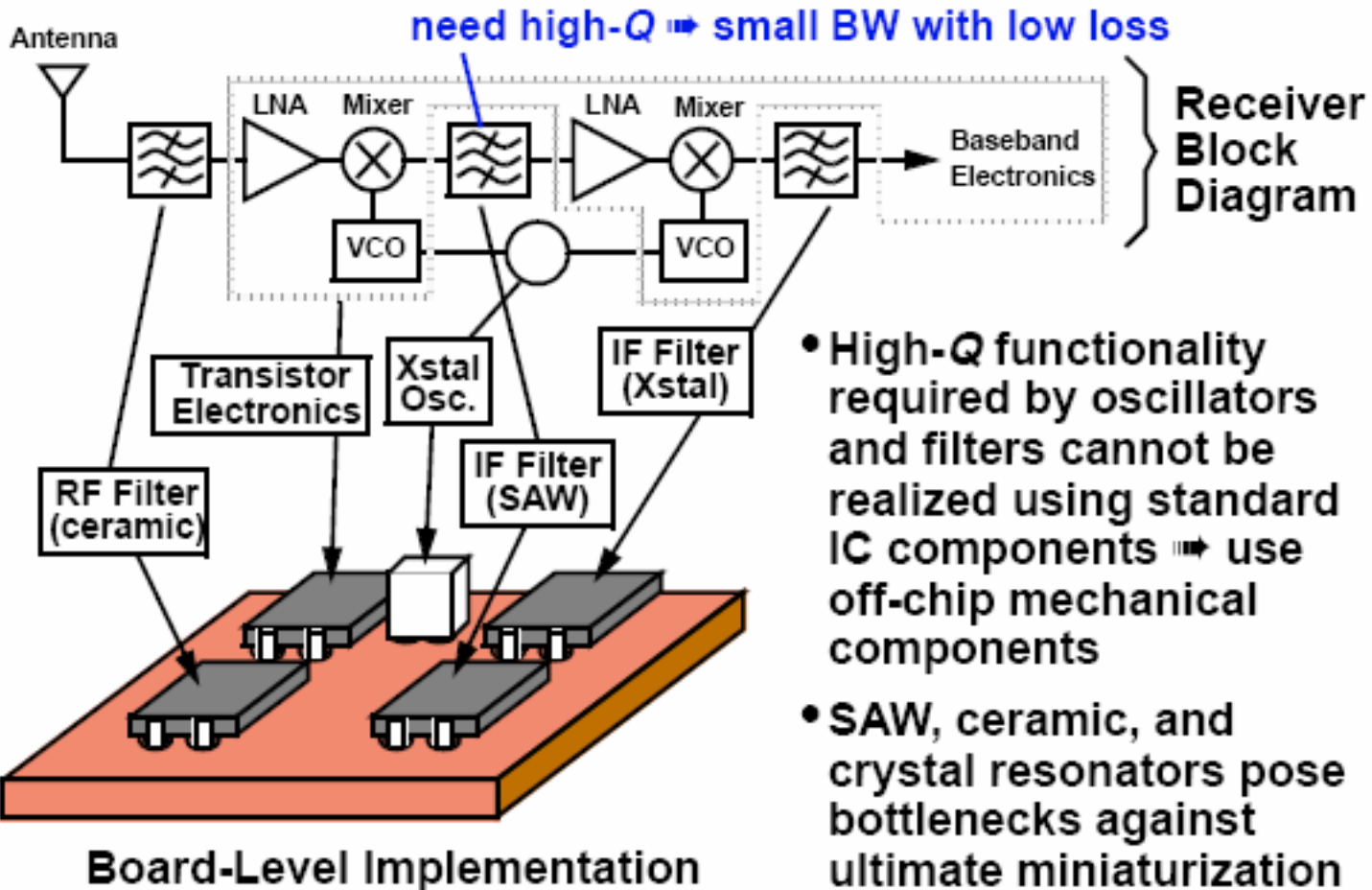
Dagens RF teknologi har begrensninger

- 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
 - PCB-realiserings
 - Effektiv integrasjon vil være viktig for pris, volum, pålitelighet

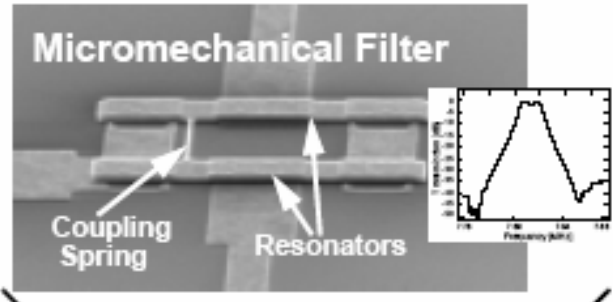
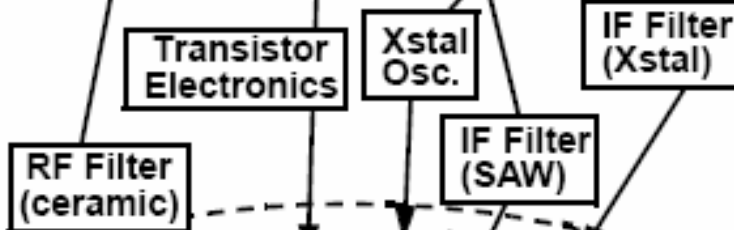
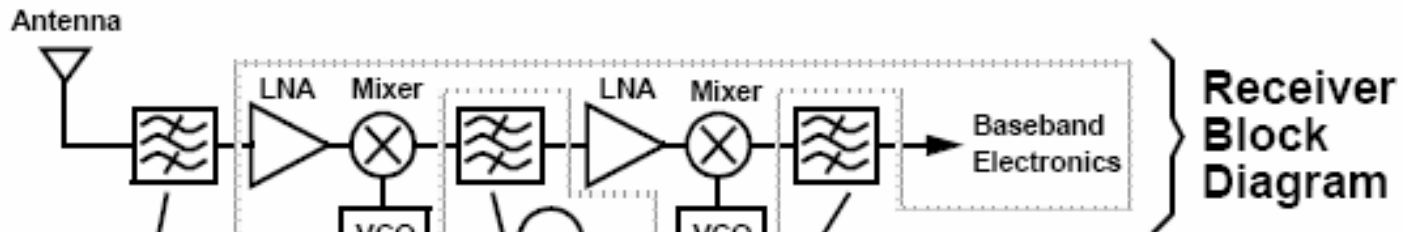
Transceivere med RF MEMS

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

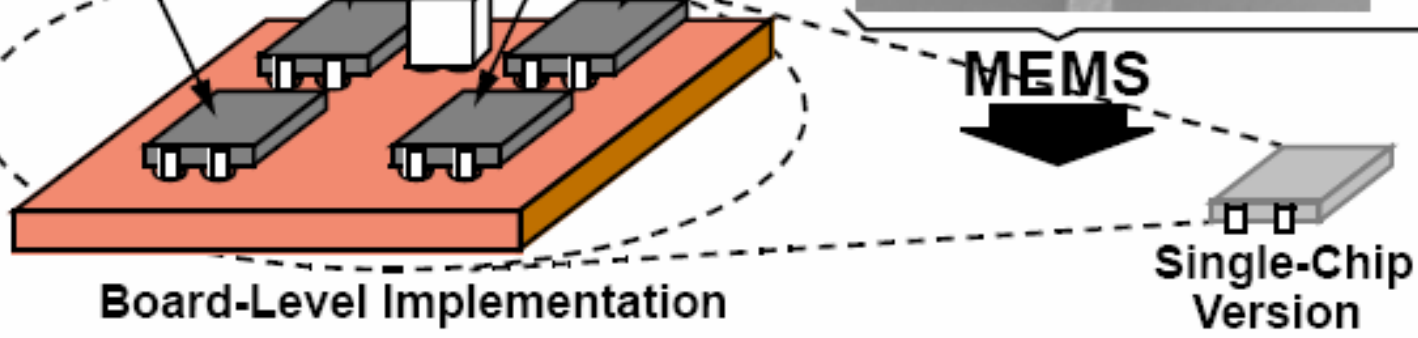
Miniaturization of Transceivers



Target Application: Integrated Transceivers



MEMS

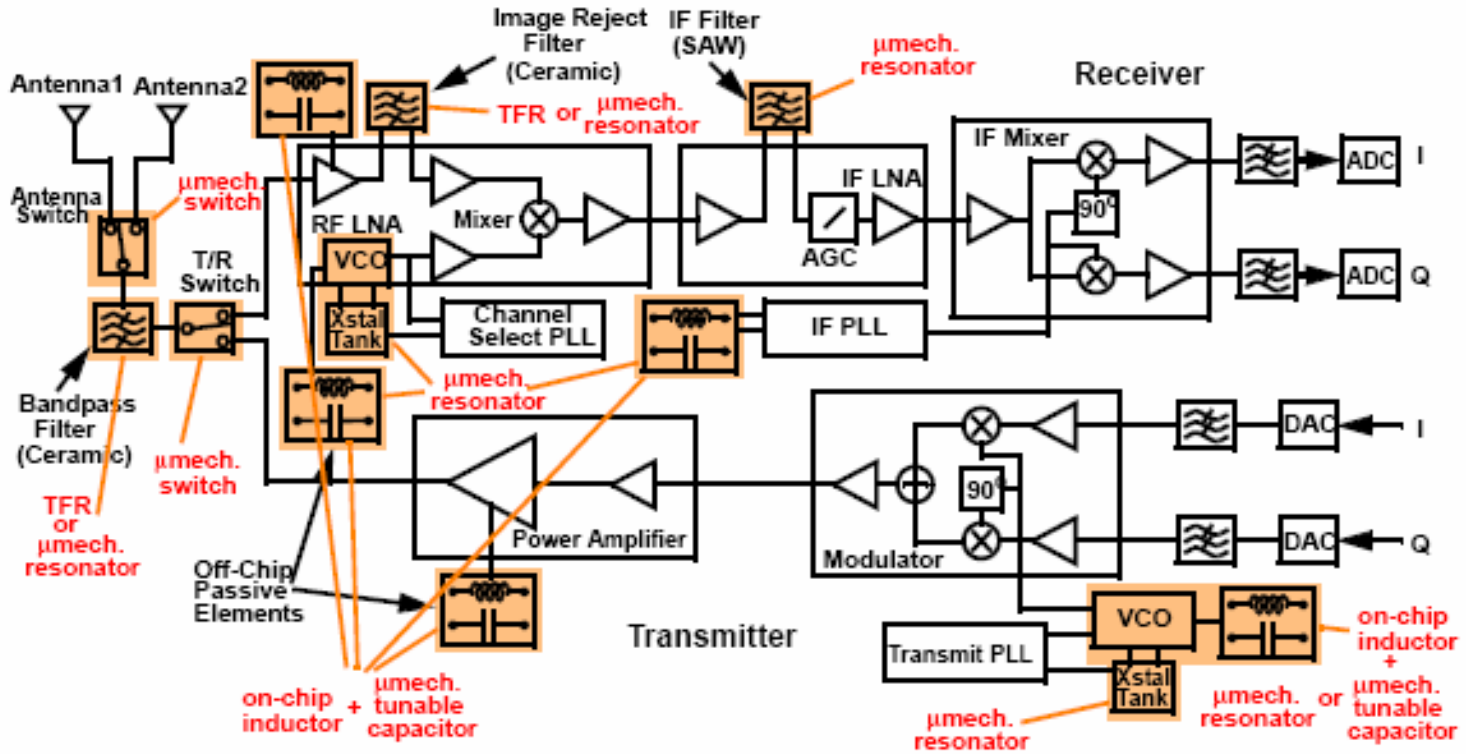


- Off-chip high-Q mechanical components present bottlenecks to miniaturization \Rightarrow replace them with μ mechanical versions

A. Direkte erstatning

- Ulike typer MEMS-baserte 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
- Benyttes for
 - RF-filtre (keramiske)
 - "preselect filter", "image-reject filter"
 - IF-filtre (SAW)
 - "channel-select filter"
 - Krystall referanse oscillator

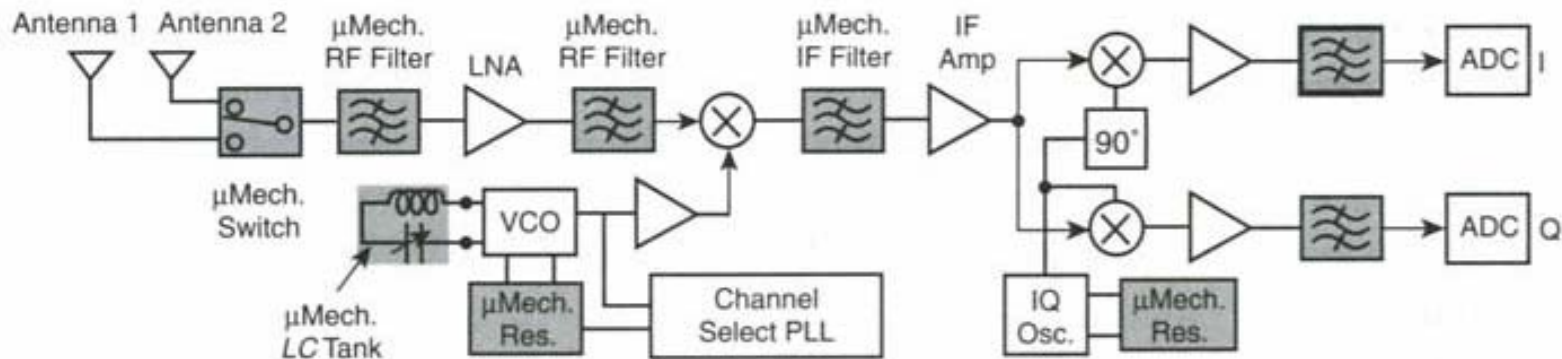
MEMS-Replaceable Transceiver Components



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

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. Spesielle RF MEMS blokker

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

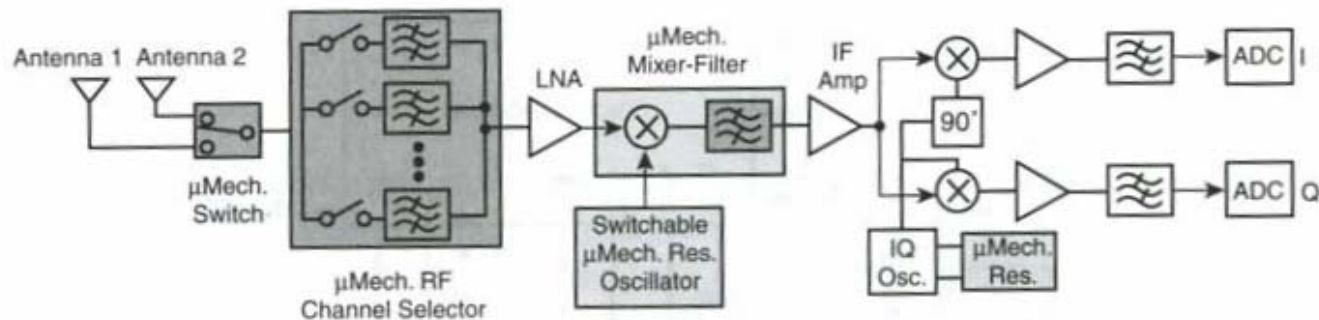
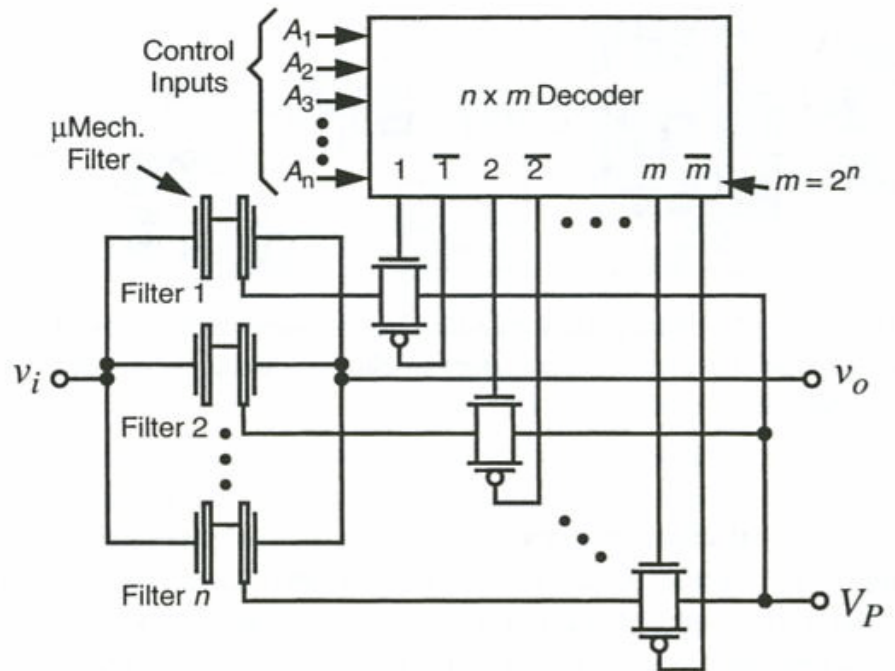


Figure 12.21. System block diagram for an RF channel-select receiver architecture utilizing large numbers of micromechanical resonators in banks to trade Q for power consumption. (On-chip μ mechanics are shaded.)

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
- Blokk-diagram
 - Felles inngang og utgang
 - Kontroll ved V_P fra dekodeer
 - Uten påtrykt V_P er inngangs- og utgangs-elektrodene effektivt "open-circuit"

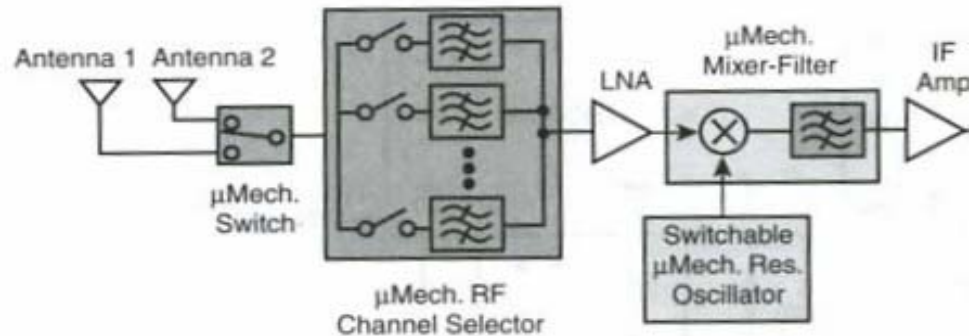


Effekt av å benytte RF filter bank

- **Smal RF kanal** kan velges direkte og ikke bare et grovt valg av bånd
 - Etterfølgende elektroniske blokker kan **forenkles!**
 - Vil ikke påvirkes av nærliggende kanaler
- LNA kan forenkles
 - Dynamisk område kan reduseres og derved reduseres effektforbruket
 - **Svakere krav til IIP3 gir en størrelsesorden reduksjon i effektforbruk for LNA:**
 - Eks. **CDMA** mobiltelefoni, testresultater:
 - Single tone signal 900 kHz utenfor senterfrekvens
 - LNA IIP3 > + 7.6 dBm ved konvensjonell realisering (**intermodulasjon!**)
 - Ved bruk av filterbank dempes tonen 40 dB → IIP3 < -29.3 dBm
 - **Kravet til LNAs linearitet minsker**
 - Derved kan forsterkningen i LNA økes, - noe som forbedrer støy-forholdene i etterfølgende trinn
 - Redusert krav til fase-støy for LO
 - → også effektreduksjon
 - On-chip realisering av LO kan bli mulig

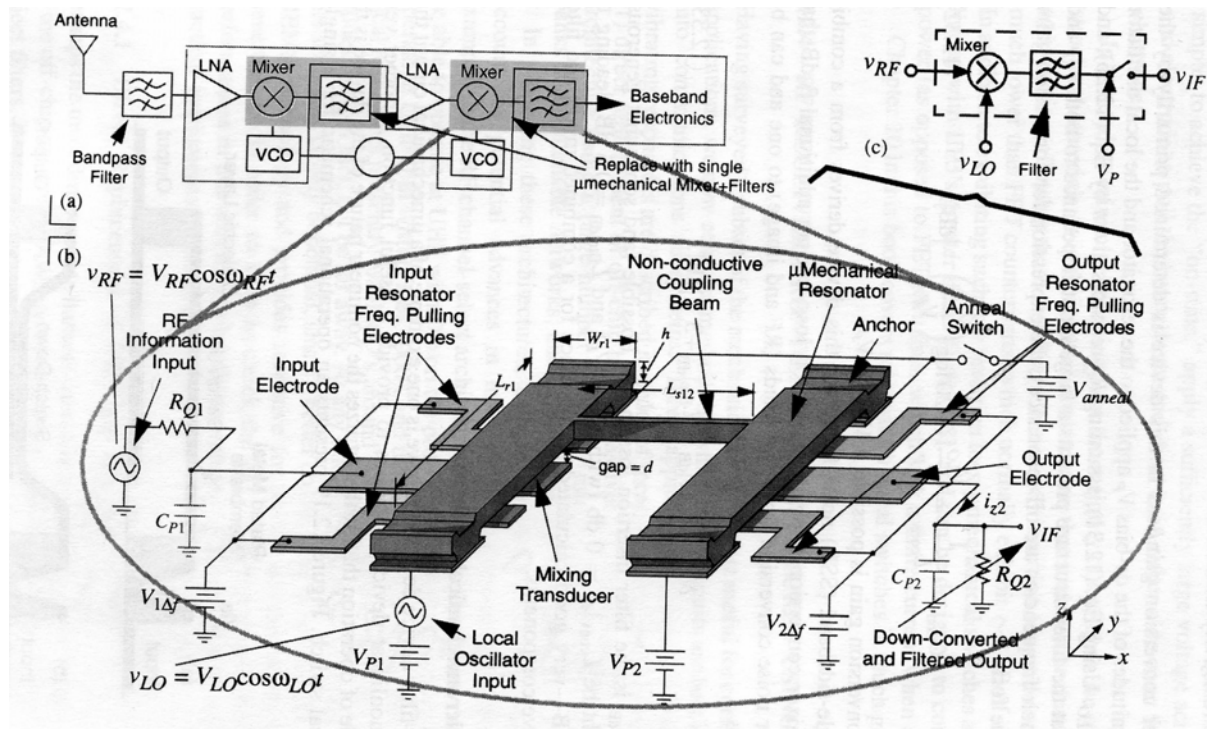
B2. Svitsjbar MEMS frekvens syntetisator

- Implementasjon av VCO med MEMS resonatorer
 - Oscillator kan implementeres med **svitsjbar resonator-bank**
 - Resonatorene svinger med de frekvensene som trengs for den gitte standarden
 - 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 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



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

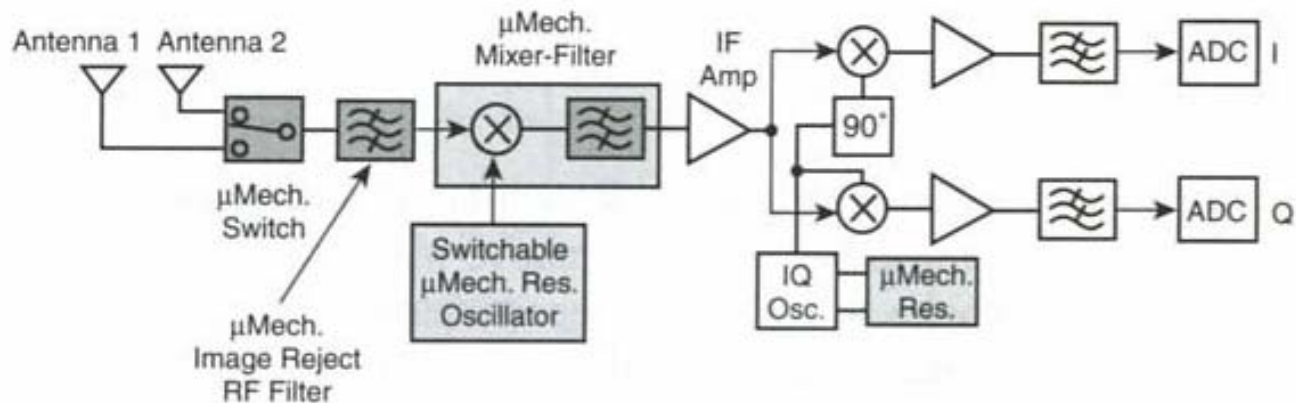


Figure 12.23. System block diagram for an all-MEMS RF front-end receiver architecture. (On-chip μ mechanics are shaded.)

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

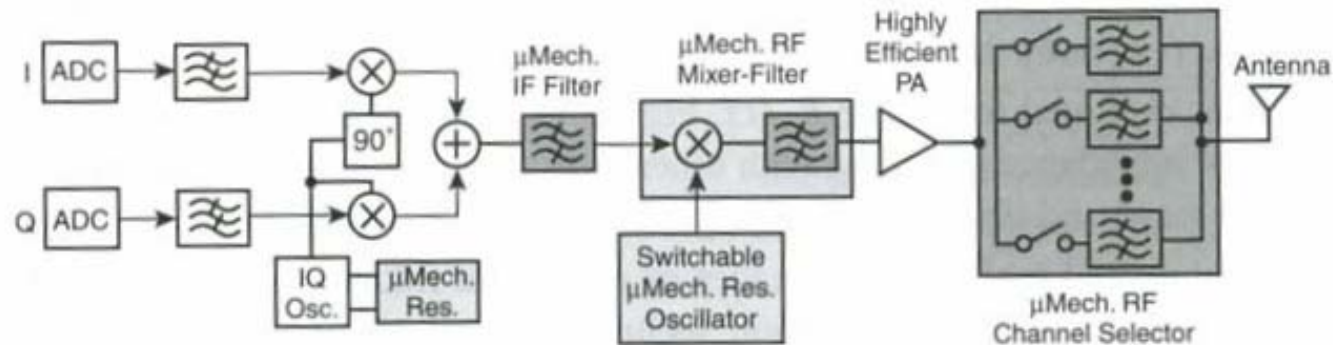
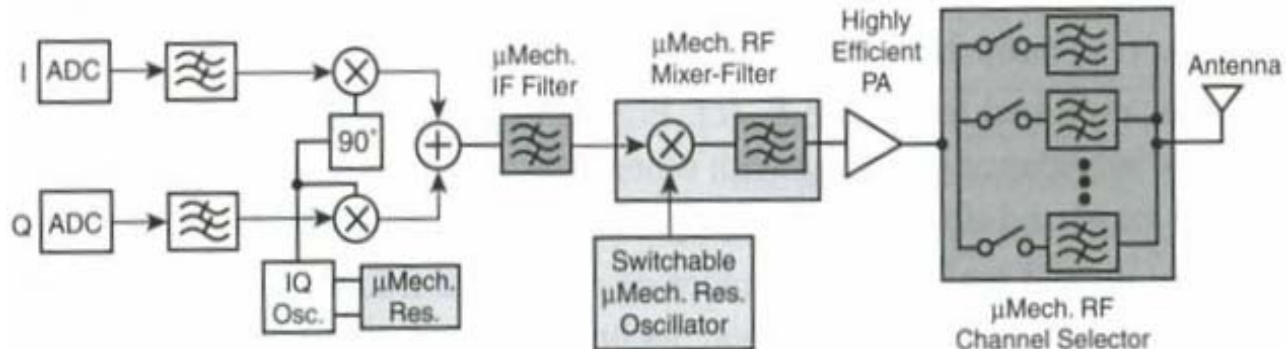


Figure 12.24. RF channel-select transmitter architecture, possible only if high-power μ mechanical resonators can be achieved. Here, on-chip μ mechanical blocks are shaded, and the PA is not necessarily implemented on-chip.

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
- Felter det forskes på
 - 1. Oppnå tilstrekkelig **høy Q ved UHF**
 - 2. Skreddersøm av **impedans-nivå**
 - 3. Tilstrekkelig **linearitet** og evne til å hankses med **effekt**
 - 4. Effektive **integrasjonsmetoder**

1. Frekvens og Q-verdi

- **Frekvens**

- Hvilke frekvensområder kan dekkes?
- **Strukturer/ geometri** er et sentralt tema
 - Forskning viser at 10 MHz – 2.5 GHz kan realiseres med realistiske 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

Frekvens og Q-verdi, forts.

- **Q-faktor**

- **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. Skreddersøm av impedansenivå

- Serie "motional resistance" R_Q er ofte høy
- Verdien av resistansen bør gi impedans-matching med andre transceiver-komponenter
 - 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 for 2-resonator-struktur
 - Eks. Ved reduksjon av gapet (ca. 140 → 70 Å) **avtar** resonans-impedansen fra 5000 Ω → 300 Ω (870 MHz)
 - Ved tilsvarende reduksjon av gapet **degraderes lineariteten**
 - → **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
 - Parallele enheter

4. Effektive integrasjonsmetoder

- Sentralt forskningstema
 - Kombinasjon av MEMS med transistorer på en enkel chip
 - Monolittisk!
 - Jmfr. forelesning om integrasjon og pakking
 - L15

Thanks to Ulrik Hanke, HiVe, for his translation of RF MEMS slides from Norwegian to English!

