

# INF 5490 RF MEMS

## **F10: Mikromekaniske filtre**

V2007, Oddvar Søråsen  
Institutt for informatikk, UiO

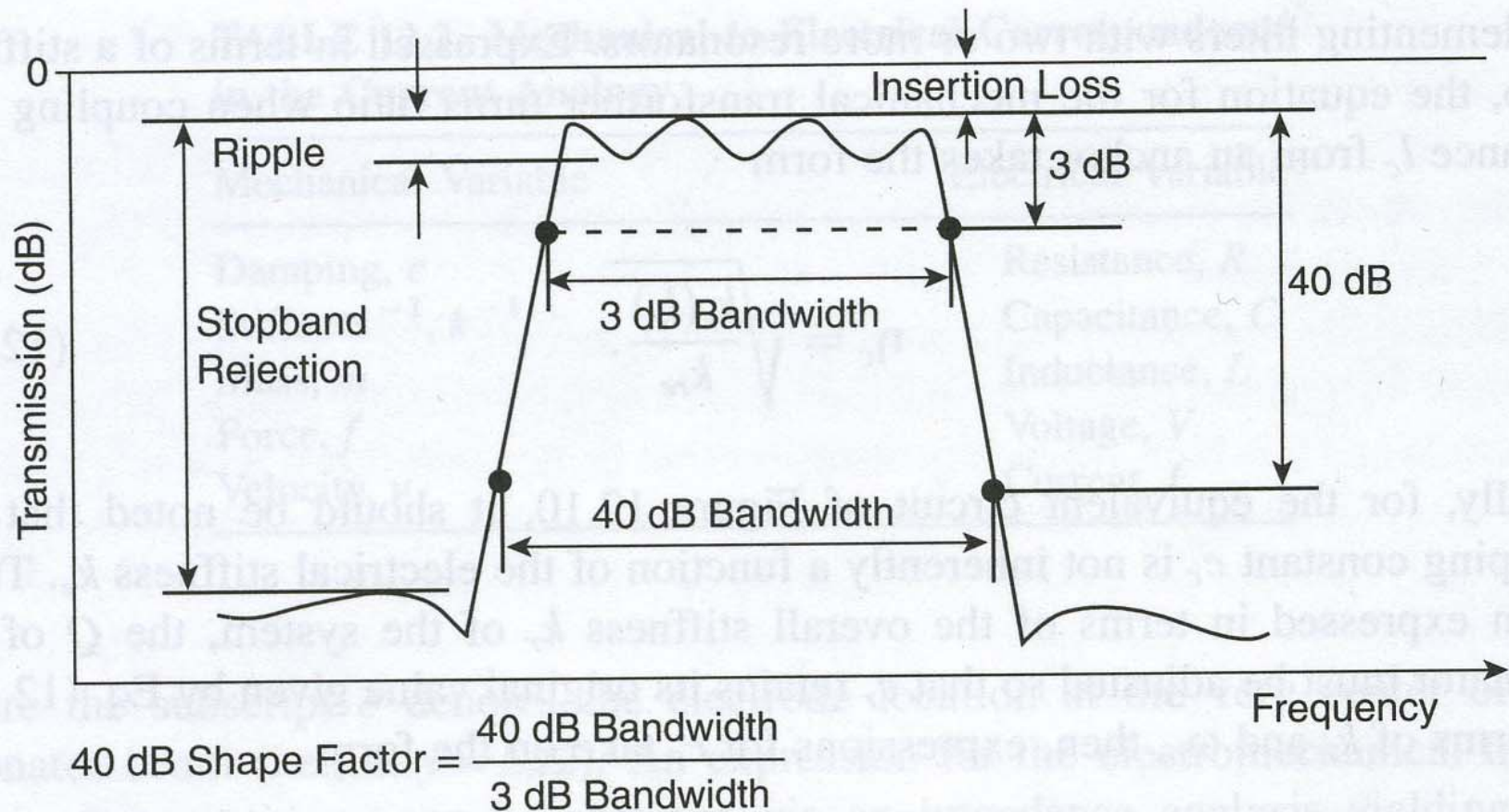
# Dagens forelesning

- Egenskaper ved mekaniske filtre
- Visualisering av virkemåte
- Konstruksjon, modellering
- Eksempler
  - 2 resonator c-c beam struktur for HF-VHF
  - kam-struktur
- Design-prosedyre
- Mikser

# Mekaniske filtre

- Velkjent teknikk i flere tiår
  - Jmfr. bok: "Mechanical filters in electronics", R.A. Johnson, **1983**
- **Miniatyrisering** av mekaniske filtre har aktualisert mulighetene for bruk
  - Muliggjort ved **mikromaskinering**
  - Drivkraft → Fabrikasjon av filtre så små at de kan integreres: "system-on-chip" og med gode filter-egenskaper

# Filter karakteristik



**Figure 12.11.** Parameters typically used for filter specification. (From reference [29])

# Flere resonatorer benyttes

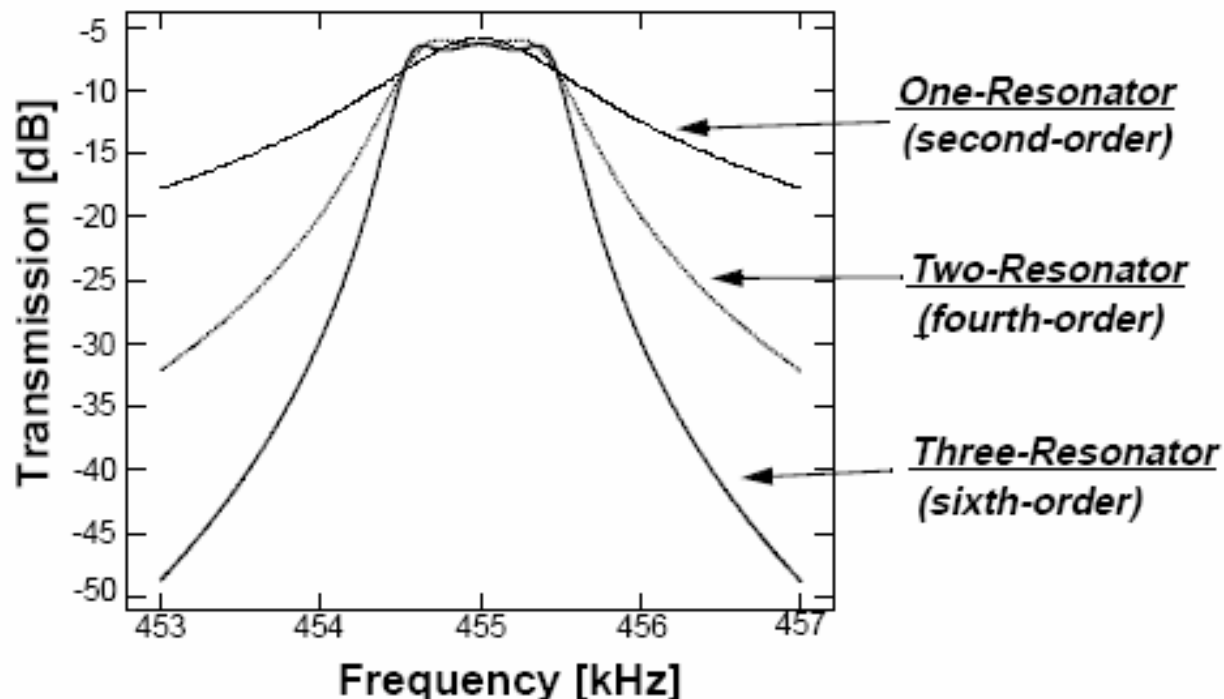
- En **enkelt** resonator har en smal BP-karakteristikk
  - Egner seg for å definere frekvens i oscillatorer
  - Ikke så egnet som BP-filter
- **BP-filtre realiseres ved å koble resonatorer i kaskade**
  - Gir bredere passbånd enn ved én enkelt resonerende struktur
  - 2 eller flere mikroresonatorer benyttes
    - hver av kam-type eller c-c beam type
  - **Kobles sammen med svake (myke) fjærer**

# Filter orden

- Antall resonatorer,  $n$ , definerer **ordenen** til filteret
  - Orden =  $2 * n$
  - Skarpere "roll-off" til stoppbåndet ved flere resonatorer
    - → "skarpere filter"

## Attaining Better Performance

- Use more resonators to attain higher order
- Filter Order = 2 x (# of resonators)



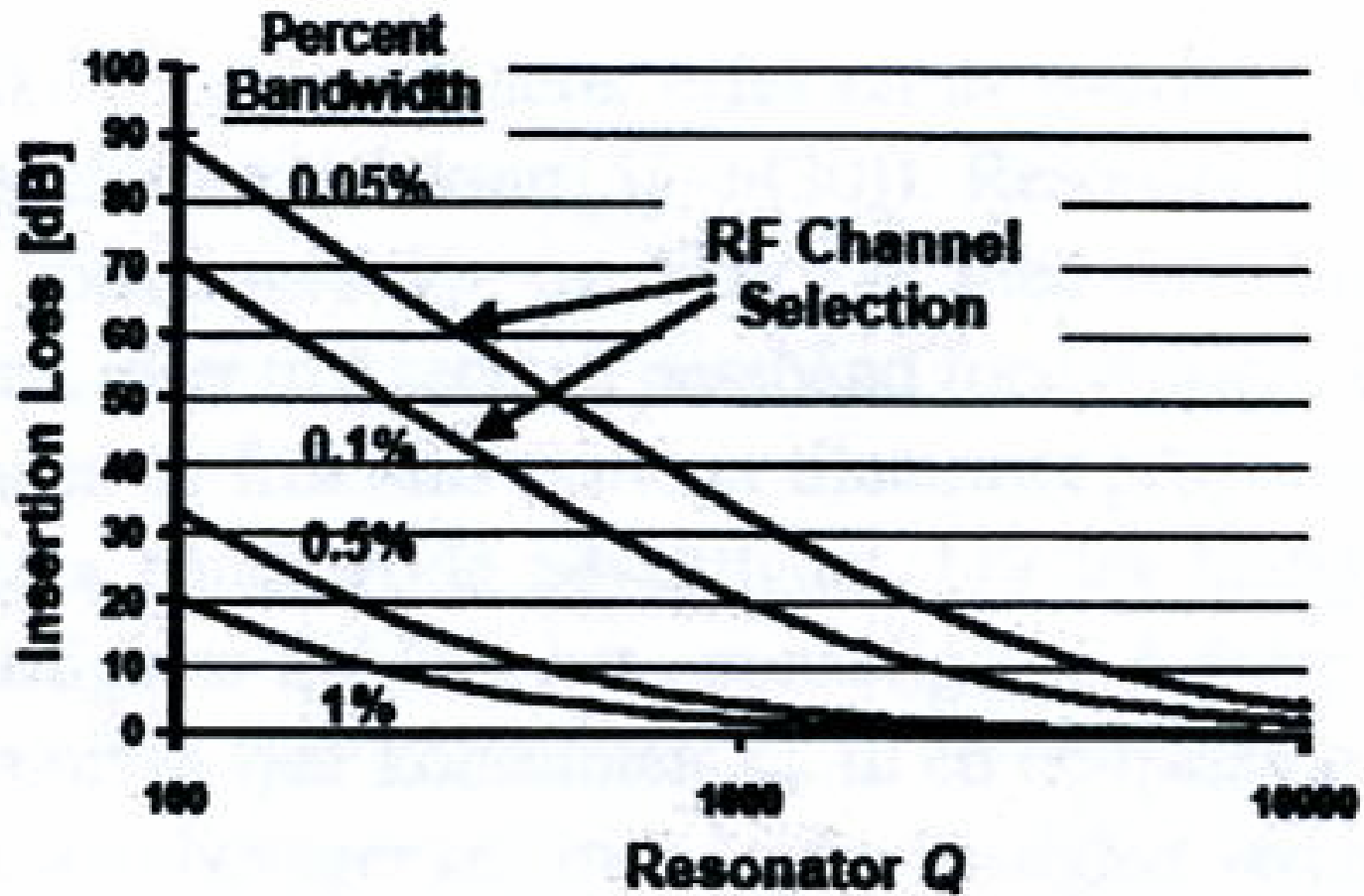
- Higher order  $\Rightarrow$  sharper roll-off  $\Rightarrow$  better stopband rejection

# Egenskaper ved mikromaskinerte filtre

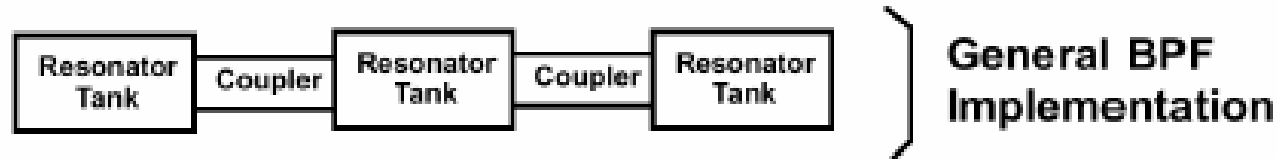
- **Kompakt** realisering
  - ”on-chip” filterbank mulig
- Kan gi filtre med **høy Q-faktor**
- Kan realisere **lav-taps BP-filtre**
  - Hver resonator har lavt tap
  - Lavt ”Insertion loss”
    - Degraderes med smalheten av båndbredden →
    - Bedres med høy Q-faktor →



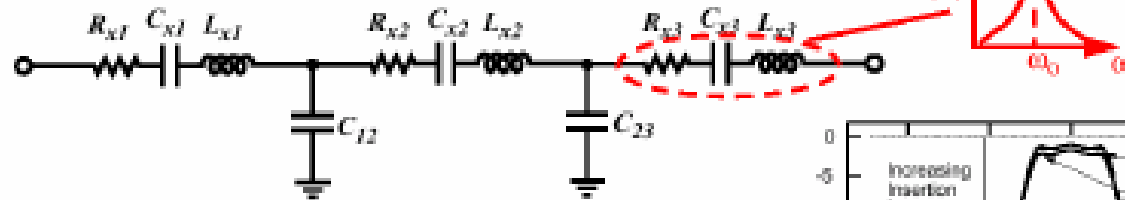
# ”Insertion loss”



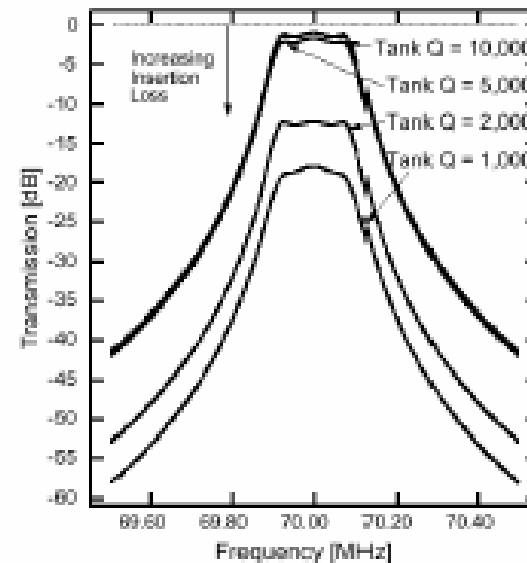
# Importance of High Q: Low Loss Filters



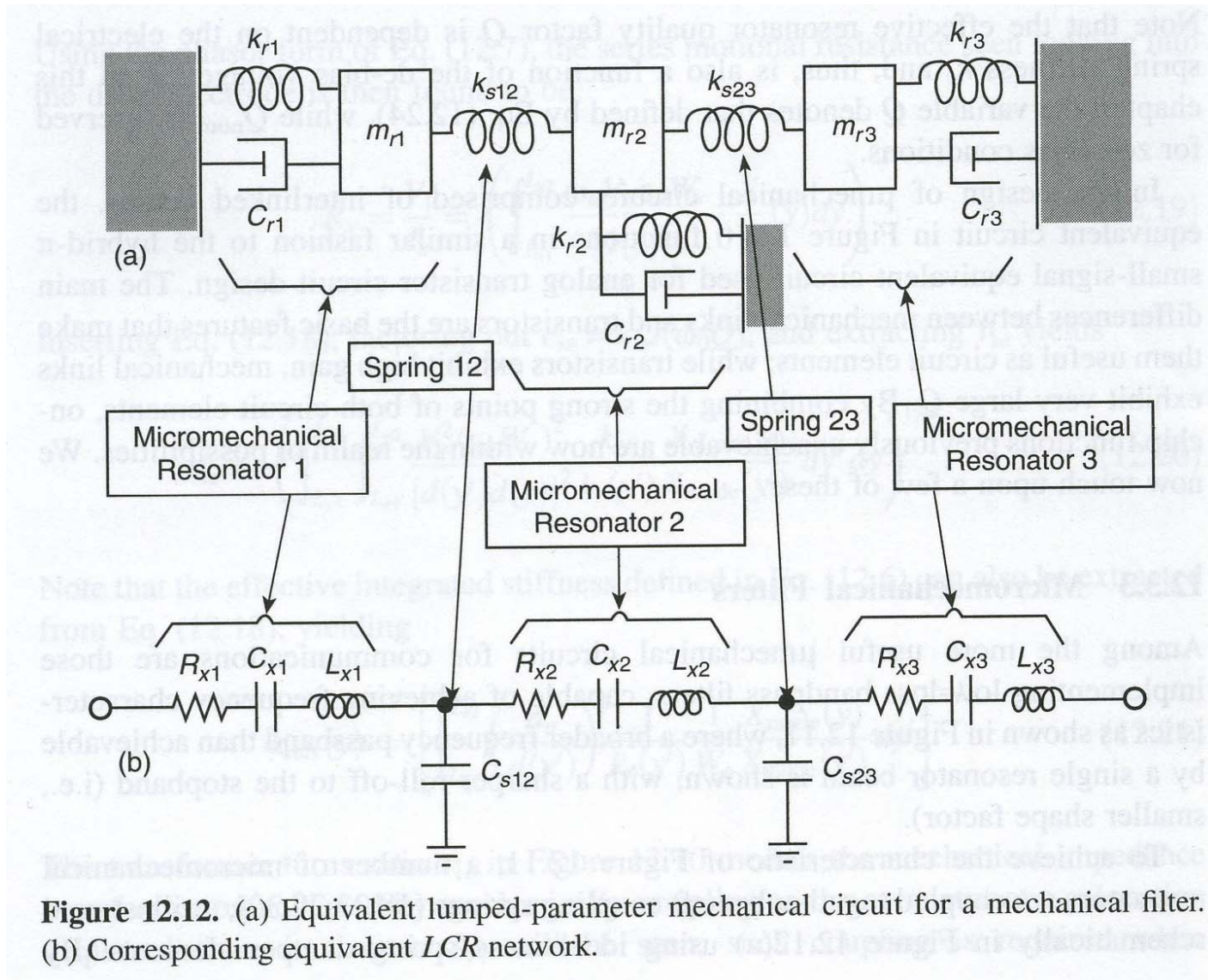
Typical LC implementation:



- In resonator-based filters: high tank  $Q \Leftrightarrow$  low insertion loss
- At right: a 0.3% bandwidth filter @ 70 MHz (simulated) — heavy insertion loss for resonator  $Q < 5,000$



# Illustrasjon av prinsipp: 3 \* resonator

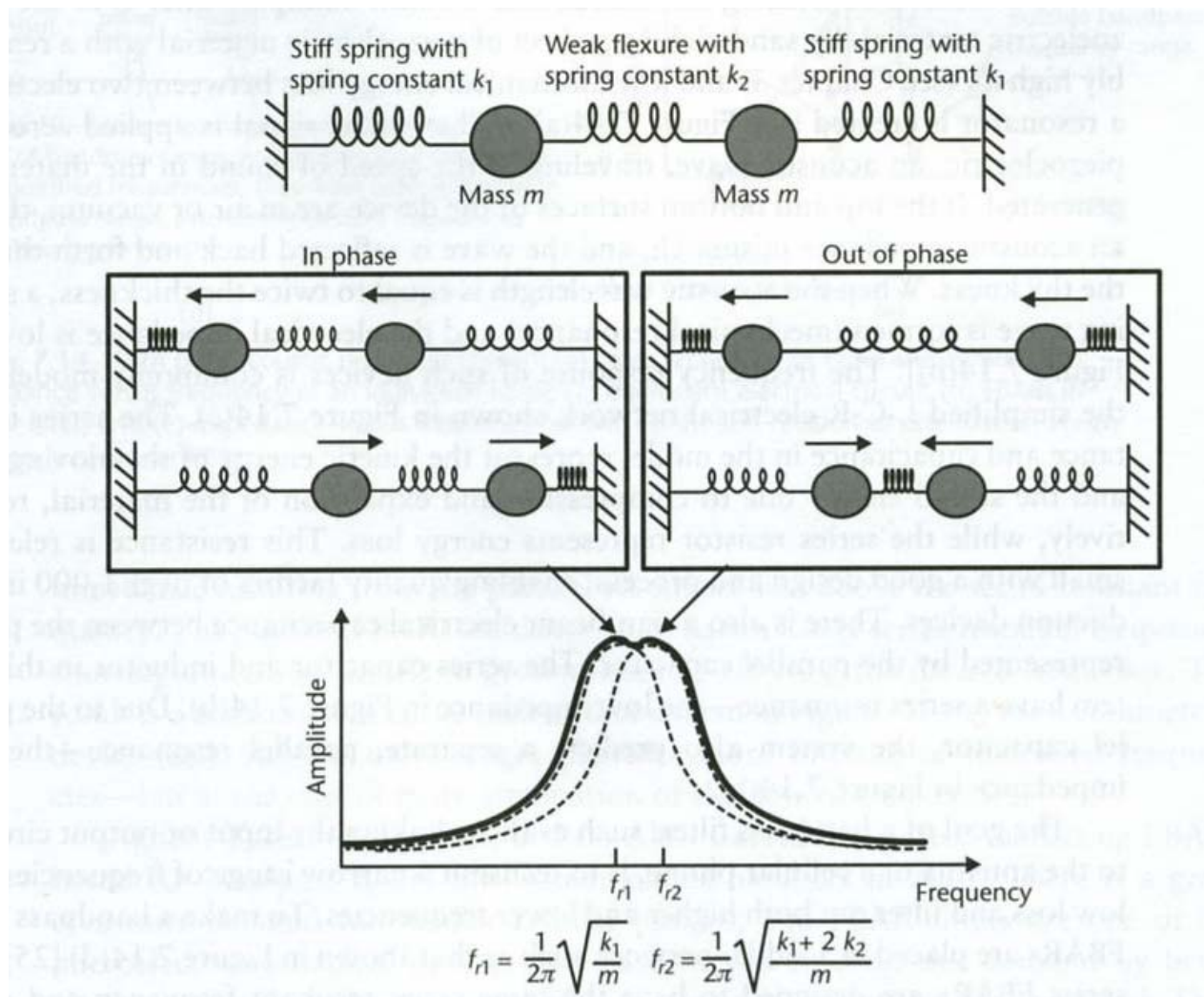


**Figure 12.12.** (a) Equivalent lumped-parameter mechanical circuit for a mechanical filter. (b) Corresponding equivalent LCR network.

# Mekanisk modell

- Et slikt **koblet resonator-system** har flere **vibrasjonsmoder**
- $n$  uavhengige resonatorer
  - Svinger ved sine naturlige frekvenser bestemt av  $m$ ,  $k$
  - ”Ettergivende” koblingsfjærer (”compliant”)
    - Bestemmer hvilke ”tillatte oscillasjoner” flerlegeme-systemet kan utføre

# Visualisering av virkemåten



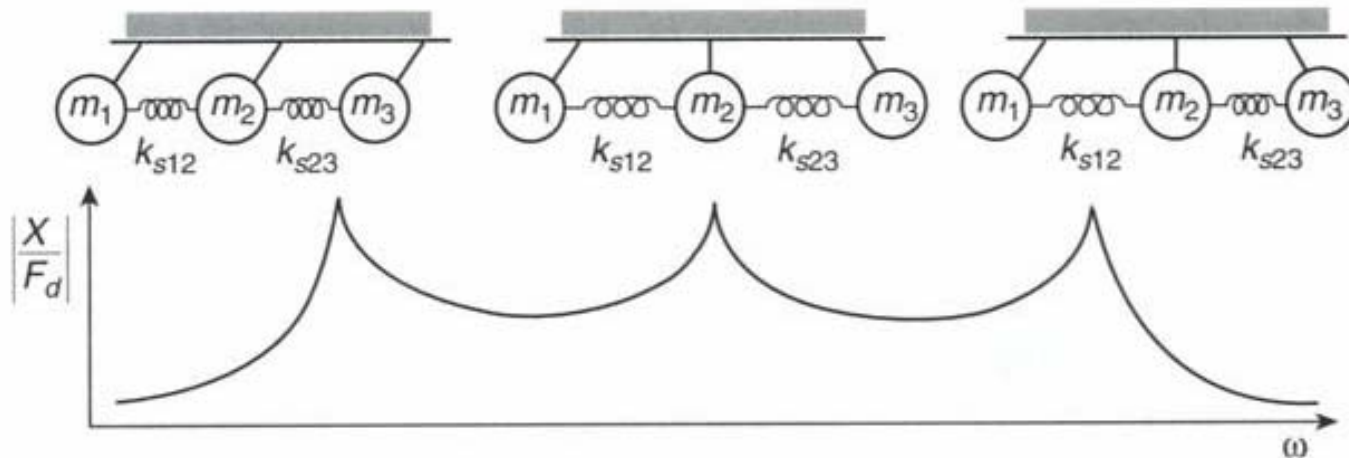
**Figure 7.13** Illustration of two identical resonators, each with a mass and spring, coupled by a weak and compliant intermediate flexure. The system has two resonant oscillation modes, for in-phase and out-of-phase motion, resulting in a bandpass characteristic.

# Visualisering av virkemåten, forts.

- 2 oscillasjonsmodi i figur 7.13
  - I fase
    - Ingen relativ forskyvning mellom massene
    - Ingen kraft fra koblingsfjæra
    - Oscillasjons-frekvens = naturlig frekvens for en enkelt resonator (begge er like)
  - Ut av fase
    - Forskyvninger i motsatt retning
    - Kraftvirkning fra koblingsfjær (tilleggs kraft)
    - Gir en høyere oscillasjons-frekvens (Newtons 2.lov,  $F=ma$ )
    - → de 2 overlappende resonans-frekvensene **splittes** i 2 distinkte frekvenser

# 3-resonator-struktur

- Hver vibrasjonsmode tilsvarer en **distinkt topp** i frekvenskarakteristikken
  - Laveste frekvens: alle i fase
  - Midt-frekvens: senter i ro, endene i motfase
  - Høyeste frekvens: hver er 180 grader ute av fase fra sin nabo



**Figure 12.13.** Mode shapes of a three-resonator micromechanical filter and their corresponding frequency peaks.

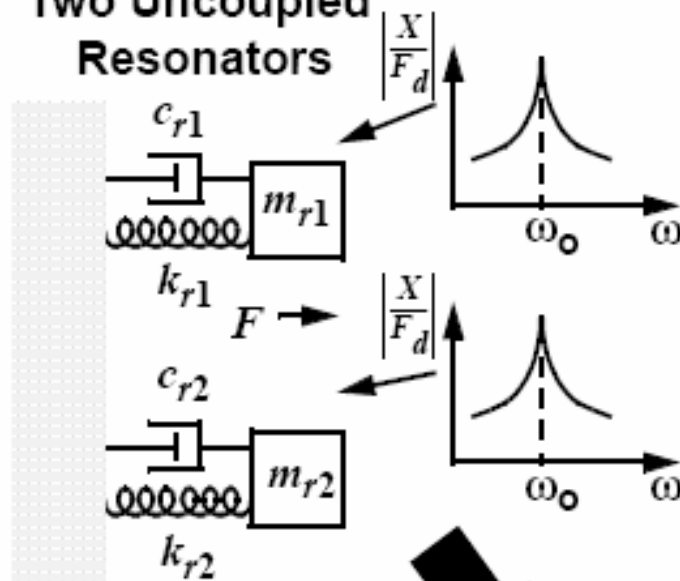
# Filter-karakteristikk

- **Frekvens-separasjonen** er avhengig av **stivheten i koblingsfjæra**
  - Myk fjær ("compliant") → nærliggende frekvenser = smalt passbånd
- Økning av antall koblede resonatorer i en lineær kjede gir
  - Økt bredde på passbånd
  - **Økt antall "ripples"**
  - → det totale antall oscillasjons-moder er lik antall koblede resonatorer i kjeden



# Ideal Spring Coupled Filter

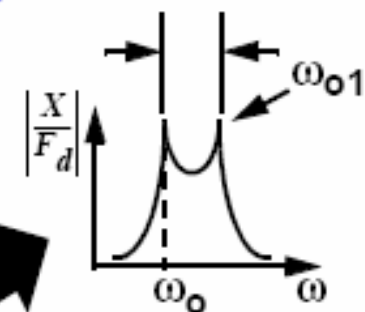
Two Uncoupled Resonators



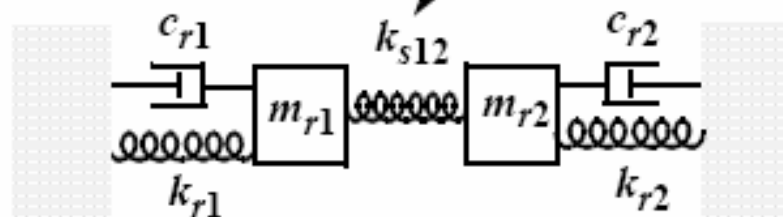
Resonator Stiffness  
Coupler Stiffness

$$BW = \left( \frac{f_o}{k_{ij}} \right) \left( \frac{k_{sij}}{k_r} \right)$$

Normalized Coupling Coefficient



Massless Spring



Spring Coupled Resonators

# Konstruksjon

- Resonatorene i mikromekaniske filtre er normalt designet **identiske**
  - Like dimensjoner og resonansfrekvenser
  - Filterets senterfrekvens er da  $f_0$
- Passbånd er bestemt av maksimal avstand mellom node-toppene
  - Relativ plassering av vibrasjonstoppene er bestemt primært av
    - stivhet i koblingsfjærene  $k_{sij}$
    - resonatorenes egenskaper (fjærstivhet) i koblingspunktene  $k_r$

# Design, forts.

- Ved senterfrekvens  $f_0$  og båndbredde  $B$ , må fjærstivhetene tilfredsstill

$$B = \left( \frac{f_0}{k_{ij}} \right) \cdot \left( \frac{k_{sij}}{k_r} \right)$$

- $k_{ij}$  = normalisert koblingskoeffisient som finnes i filter-kokebøker

- **Forholdet**  $\left( \frac{k_{sij}}{k_r} \right)$  spiller inn, IKKE absoluttverdiene

- **Prinsipiell designprosedyre \***

- (\* som ikke lar seg gjennomføre i praksis)

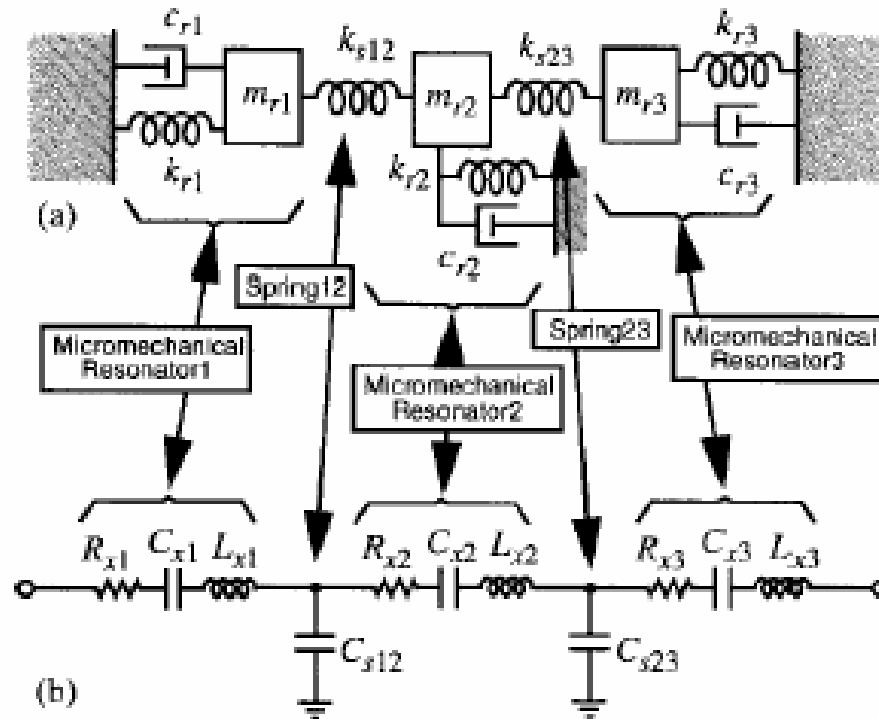
– Bestem  $f_0$  og  $k_r$  Velg  $k_{sij}$  for ønsket  $B$

– I praksis **modifiseres** prosedyren (se senere →)

# Mekanisk eller elektrisk design?

- Det er stor likhet mellom beskrivelsen av mekaniske system og tilsvarende elektriske
- Den **duale** kretsen til "spring-mass-damper"-systemet er et **LC-ladder nettverk** →
  - Elektromekanisk analogi benyttes ved konverteringen
  - Hver resonator en LCR-tank
  - Hver koblingsfjær (idealisert masseløs) tilsvarer en shunt-kapasitans

## High-Order Micromechanical Filters: Lumped Mechanical Model and Its Equivalent LCR Circuit

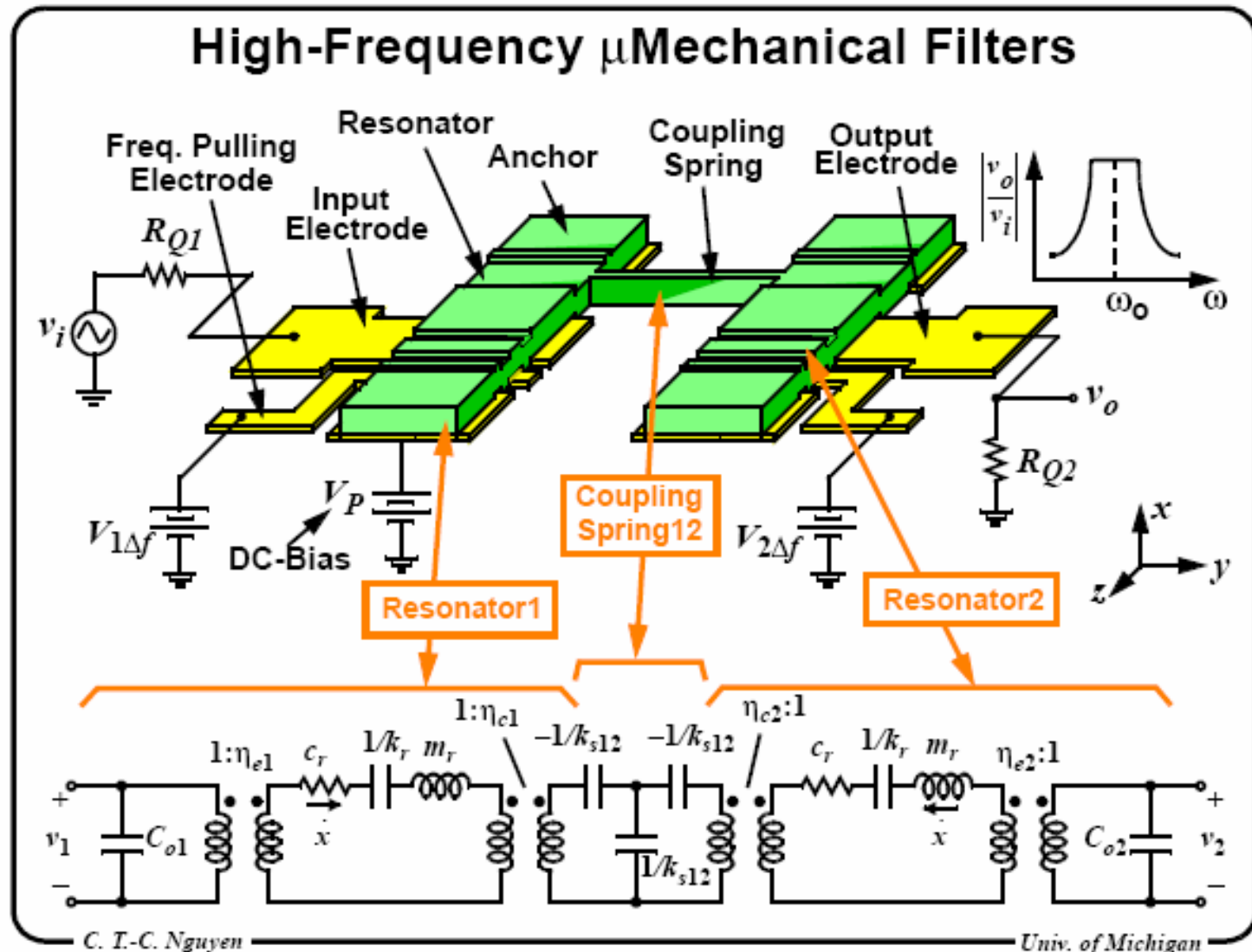


**Analogies**  
 C - k  
 L - m

# Modellering

- Systemer kan derfor prinsipielt modelleres og designes i **elektrisk domene** med prosedyrer fra koblet resonator "ladder filtre"
  - Alle polynom syntese-teknikkene fra elektrisk filter-design kan brukes
  - Et stort utvalg synteseteknikker og tabeller (kokebøker) eksisterer + elektriske krets-simulatorer
    - Butterworth, Chebyshev -filtre
- Mulig prosedyre: Fullstendig syntese i elektrisk domene og konvertering til mekanisk domene som siste trinn
  - LC-elementene avbildes over til lumped mekaniske elementer
- **Kan ikke generelt anbefales, selv om mulig**
  - → kunnskap fra både elektrisk og mekanisk domene bør benyttes for **optimal filter-design**

# 2-resonator HF-VHF mikromekanisk filter



## 2-resonator HF-VHF mikromekanisk filter

- Det koblede resonator-filteret kan betraktes som en 2-port:
  - To c-c bjelker
  - 0.1  $\mu\text{m}$  over substratet
    - Bestemt av tykkelse på "sacrificial oxide"
  - Myk fjær
  - polySi-striper under hver resonator  $\rightarrow$  elektroder
  - Vibrasjoner vinkelrett på substratet
  - DC spenninger påtrykkes
  - Flanke-poly virker som tunings-elektroder



# Motstander

- AC-signal på inngangs-elektrode gjennom  $R_{Q1}$ 
  - $R_{Q1}$  belaster Q og flater ut passbåndet
- Matched impedans på utgangen,  $R_{Q2}$ 
  - R-ene kan skreddersys til ulike anvendelser
  - Kan bl.a. tilpasses etterfølgende lav-støy transistor-kretser

# ”Mekanisk signalprosessering”

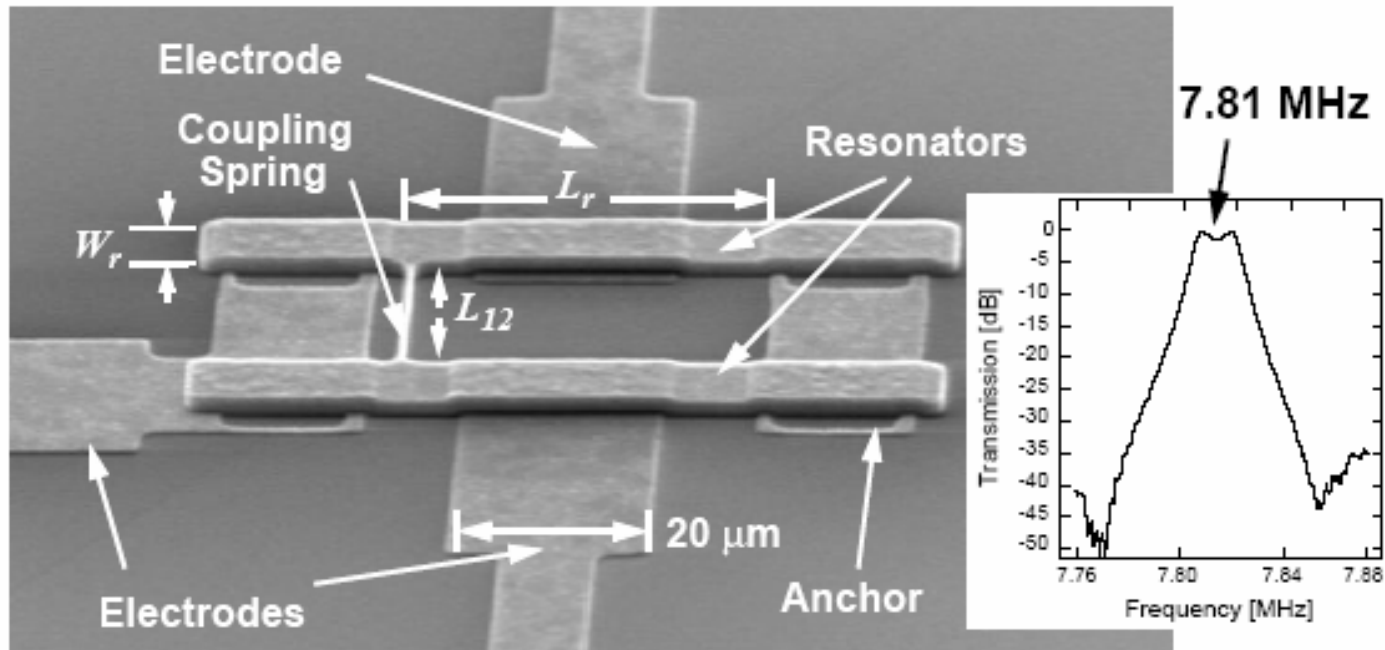
- Inngangssignal konverteres til kraft (ved kapasitiv inngangstransducer)
- Mekaniske vibrasjoner induseres i x-retningen
- Mekaniske vibrasjoner betyr at en har et **mekanisk signal som prosesseres i det mekaniske domenet**
  - ”Reject” hvis utenfor passbånd
  - ”Passed” hvis innenfor passbånd

# ”Mekanisk signalprosessering”, forts.

- Det mekanisk prosesserte signalet viser seg som bevegelse på utgangstransduceren og blir der konvertert til elektrisk energi
  - Utgangsstrøm  $i_0 = V_d * dC/dt$
- Det elektriske signalet kan prosesseres videre i et etterfølgende transceiver-trinn
- → ”mikromekanisk signal-prosessor”

# BP-filter av 2 c-c beam resonatorer

## HF Spring-Coupled Micromechanical Filter

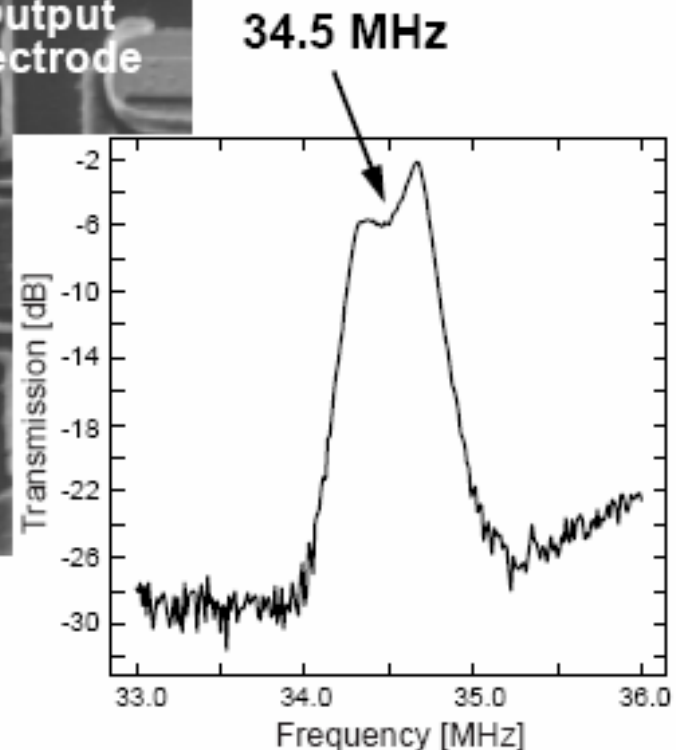
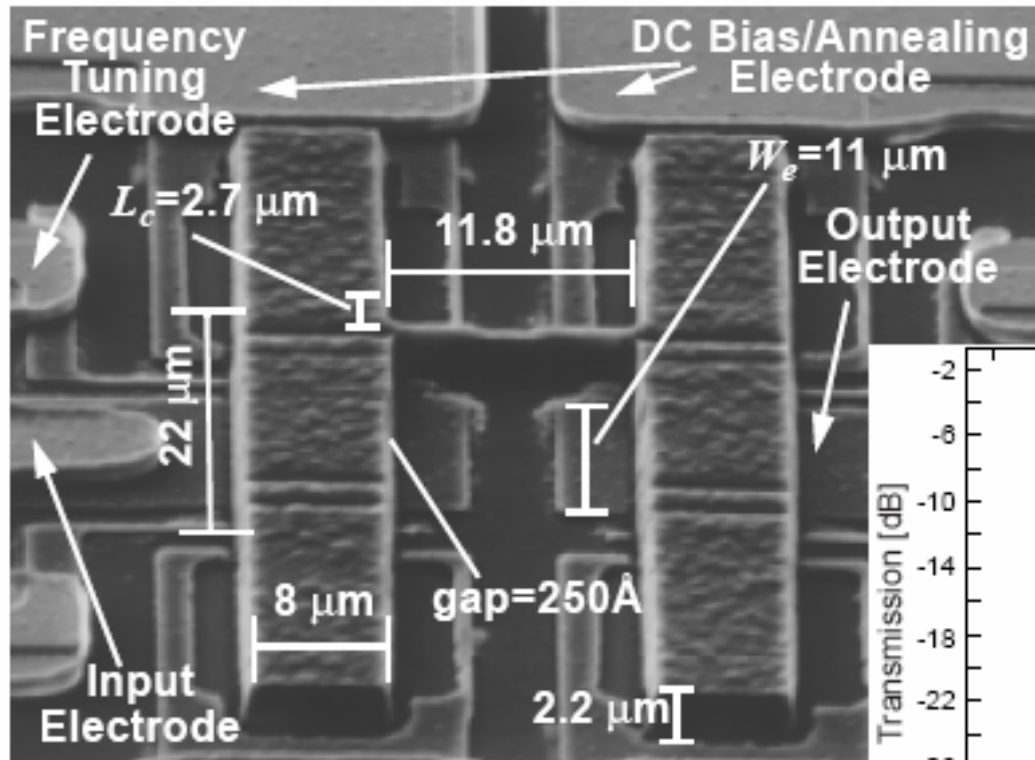


**2-Resonator HF**  
(4th Order)  
[Bannon, Clark,  
Nguyen 1996]



**Performance**  
 $f_o=7.81\text{MHz}$ ,  $BW=15\text{kHz}$   
Rej.=35dB, I.L.<2dB

# VHF Spring-Coupled Micromechanical Filter

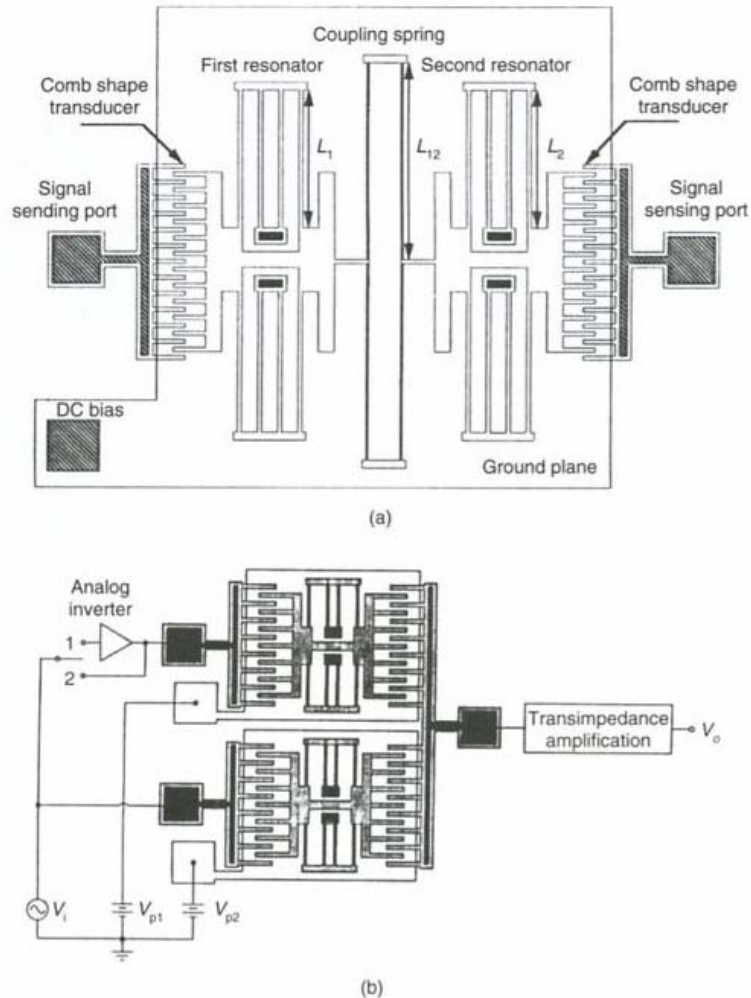


**Performance:**  
 $V_p \sim 15\text{V}$ ,  $R_Q \sim 2\text{k}\Omega$   
 $f_o \sim 34.5\text{MHz}$ ,  $BW \sim 1.3\%$   
 $\text{Rej.} = 25\text{dB}$ ,  $\text{I.L.} < 6\text{dB}$

[Wong, Ding, Nguyen 1998]

# Kam-struktur

- Både serie og parallell-konfigurasjoner har vært benyttet
- I figur 5.11.b adderes utgangsstrømmene



**Figure 5.11** (a) Series and (b) parallel combination of resonators. Reproduced from L. Lin, C.T.-C. Nguyen, R.T. Howe, and A.P. Pisano, 1992, 'Micro electromechanical filters for signal processing', in *IEEE Conference on Micro Electro Mechanical Systems '92, February 4-7 1992*, IEEE, Washington, DC, by permission of IEEE, © 1992 IEEE

# Kam-struktur, forts.

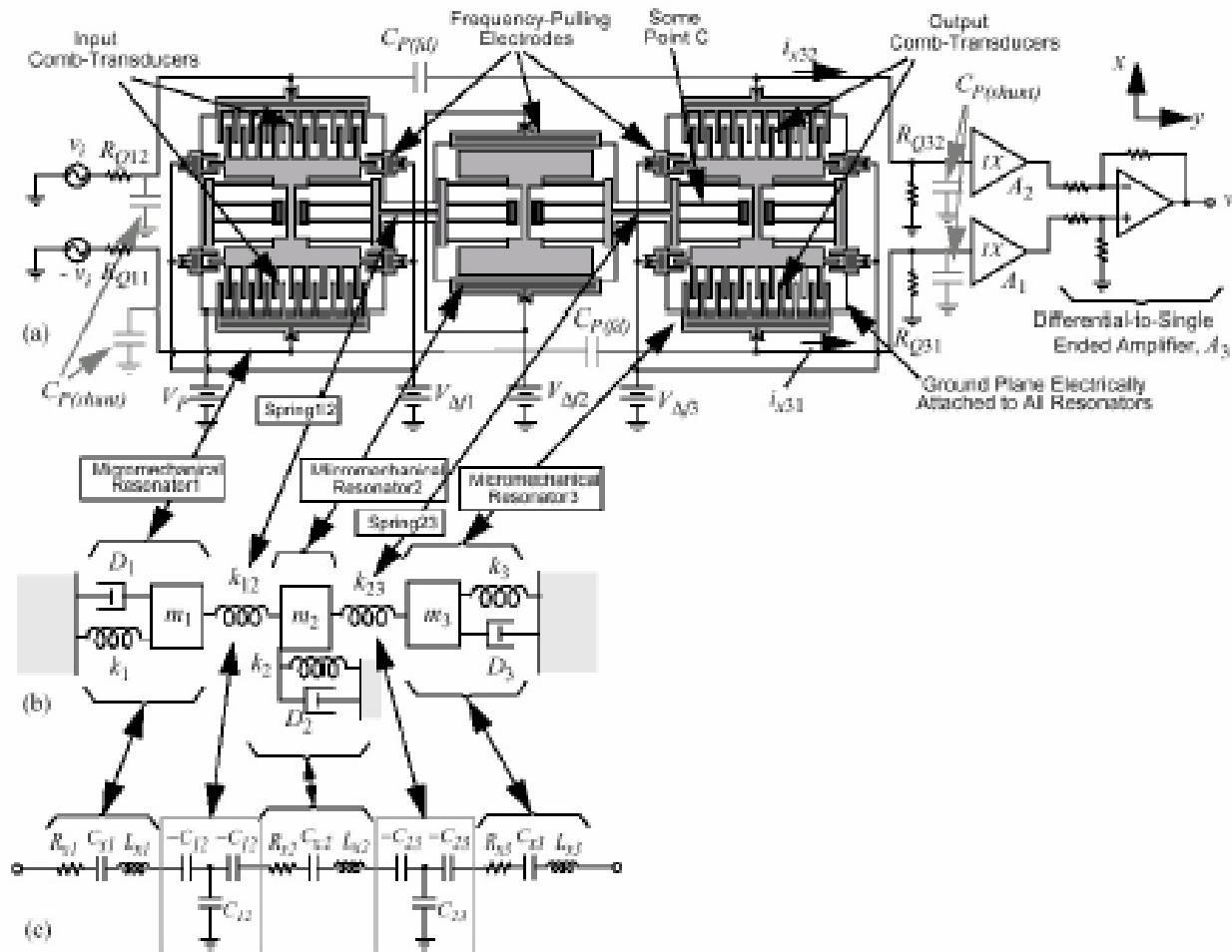
- Resonatorene designes til å ha forskjellig resonans-frekvens

$$f_2 - f_1 = \frac{f_1}{Q_1}$$

- Modell beskrives i Varadan p 262-263:
  - Modellen antar at koblingbeam er uten masse. Mulig å se bort fra påvirkningen av denne massen på filter-egenskapene ved å gjøre koblingsbjelken en **kvartbølgelengde** av senterfrekvensen
- De gitte formlene blir unøyaktige ved høyere frekvenser og mindre dimensjoner
  - → Bedre metode: Bruk av avansert modellerings og simulerings-sw

# Filter realised ved kam-struktur

## Three-Coupled-Resonator Filter



M. C. W

29

EE M230D / MPE M202 / DMC M230D





# Three-Resonator Spring-Coupled Filter

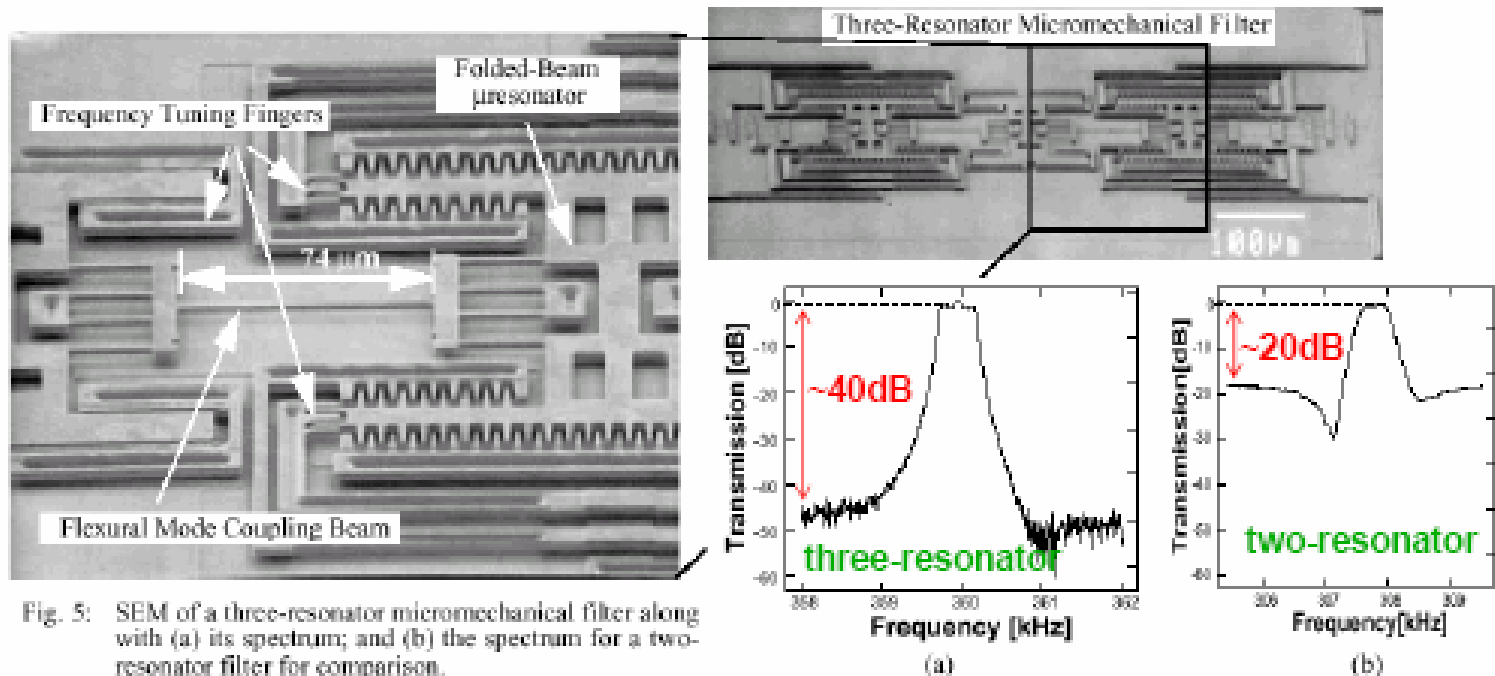
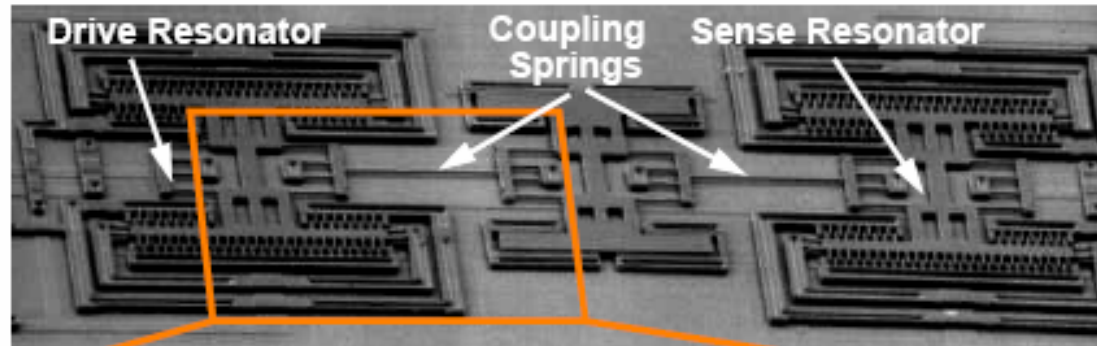
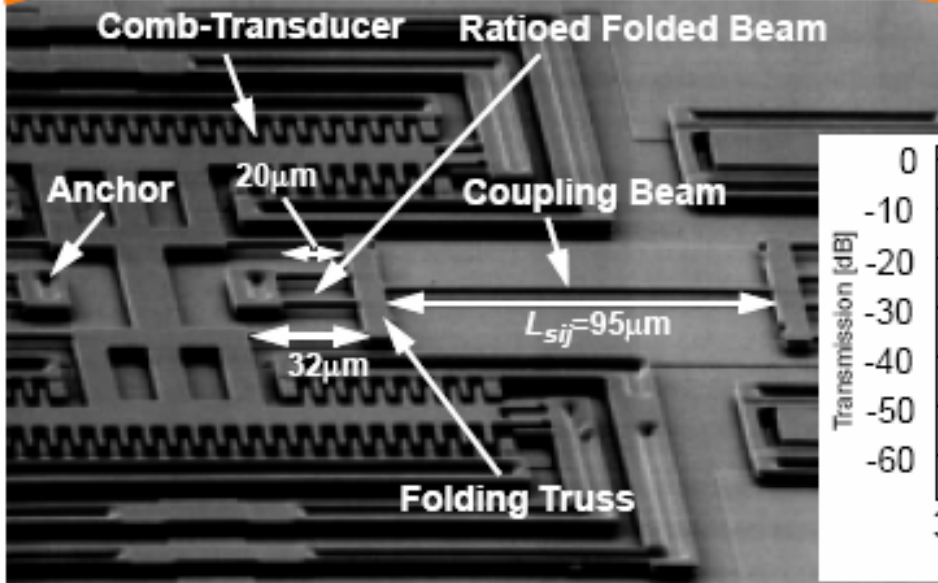


Fig. 5: SEM of a three-resonator micromechanical filter along with (a) its spectrum; and (b) the spectrum for a two-resonator filter for comparison.

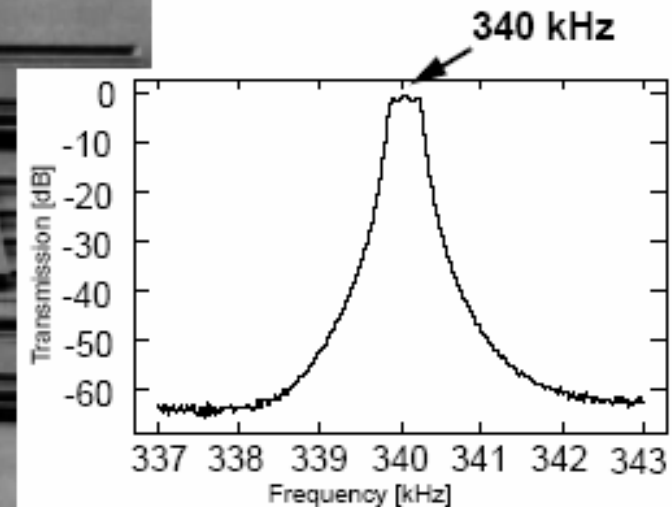
# High-Order $\mu$ Mechanical Filter



**3-Resonator MF**  
 (6th Order, 1/5-Velocity Coupled)  
 $f_0=340\text{kHz}$   
 $BW=403\text{Hz}$   
 $\%BW=0.09\%$   
 $Stop.R.=64\text{ dB}$   
 $I.L.<0.6\text{ dB}$



[Wang, Nguyen 1997]



# Design-prosedyre c-c beam

- **1.** Bestem resonator-geometri for en oppgitt frekvens
  - Kan beregne beam-lengde og gap utfra ligninger for  $f_0$  og  $B$  og ligning for termineringsmotstand
  - Hvis filteret designes symmetrisk og med  $Q_{\text{resonator}} \gg Q_{\text{filter}}$ , kan det brukes en forenklet modell for termineringsmotstanden til enderesonatortene →

For gitt resonatorfrekvens, bestemmes resonator-geometriene utfra:

$$f_0 = \text{const} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cdot \frac{h}{L_r^2} \cdot \left(1 - \left\langle \frac{k_e}{k_m} \right\rangle\right)^{1/2}$$

$h, L_r$  : bestemmes \_ fra \_  $f_0$  - krav

$W_r, W_e$  : velges \_ fra \_ praktiske \_ føringer

Tilleggskrav :  $R_Q$

$$R_Q = \frac{k_{re}}{\omega_0 \cdot q_1 \cdot Q_{filter} \cdot \eta_e} \gg Q_{filter}$$

$k_{re}$  : gitt \_ av \_ resonator \_ dim

$\omega_0$  : er \_ gitt

$q_1$  : fra \_ filter \_ kokebok

$Q_{filter}$  : er \_ gitt

$\eta_e = V_P \cdot \frac{\partial C}{\partial x} \approx \frac{V_P}{d^2}$  : eneste \_ mulige \_ variasjon

$V_P$  : har \_ begrensninger

$d$  : kan \_ endres

(e, er senterlokasjon av beam)

# Design-prosedyre, forts.

- **2.** Velg en **realistisk bredde** av koblingsbeam,  $W_{s12}$
- Velg lengden av koblingsbeam til kvartbølgelengden av filter senterfrekvensen
  - → Koblingsfjærer generaliseres til transmisjonslinjer
  - Når en realiserer koblingsbjelkene som kvartbølgelengde av senterfrekvensen, blir ikke filteret så følsomt for geometriske variasjoner i koblingsbjelken
  - Kvartbølgelengdekravet bestemmer derved **lengden av koblingsbeam**

$$L_{s12}$$

# Design-prosedyre, forts.

- Valg av bredde, tykkelse og lengdeparametrene bestemmer derved  $k_{s12}$ , dvs. **koblingsfjærstivheten**
  - Dette begrenser muligheten til uavhengig å sette båndbredden på filteret (B er avhengig av koblingsfjærstivheten)

$$B = \left( \frac{f_0}{k_{12}} \right) \cdot \left( \frac{k_{s12}}{k_{rc}} \right)$$

- Derfor trengs en **alternativ metode for å sette filter-båndbredden** → se det følgende

# Design-prosedyre, forts.

- **3.** Bruk **koblingspunktene** på resonatorene til å bestemme filterbåndbredden
  - B bestemmes av forholdet  $\frac{k_{s12}}{k_{rc}}$ 
    - $k_{rc}$  betyr verdien av k i **koblingslokasjonen!**
    - $k_{rc}$  varierer med lokasjon, spesielt med **hastigheten** ved lokasjonen
    - $k_{rc}$  **kan settes til en ønsket verdi ved å velge et passende koblingspunkt til beam!**
- Den dynamiske fjærkonstanten  $k_{rc}$  til en c-c bjelke er størst nærmest ankerfestene
  - $k_{rc}$  **er større jo lavere hastighet koblingspunktet beveger seg med ved resonans**

# Plassering av koblingsbjelke

- Altså: båndbredden til filteret kan settes, ikke ved å velge koblingsbeam-stivheten  $k_{sij}$ , men ved å velge en **passende verdi på**  $k_r$  som tilfredsstiller ligningen

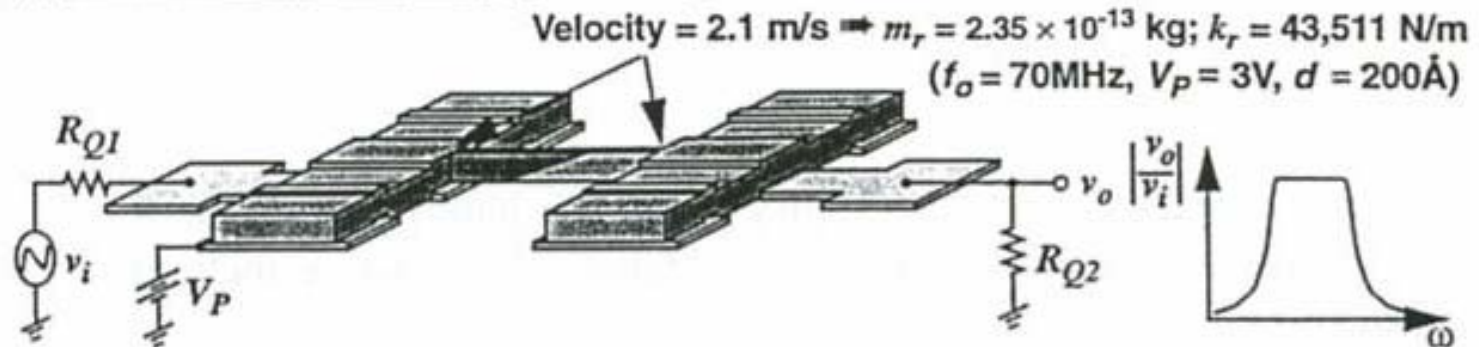
$$B = \left( \frac{f_0}{k_{ij}} \right) \cdot \left( \frac{k_{sij}}{k_r} \right)$$

- der  $k_{sij}$  er **gitt** utfra kravet om kvartbølgelengde design
- Valget av **koblingspunktet til beam** influerer på båndbredden til det mekaniske filteret →

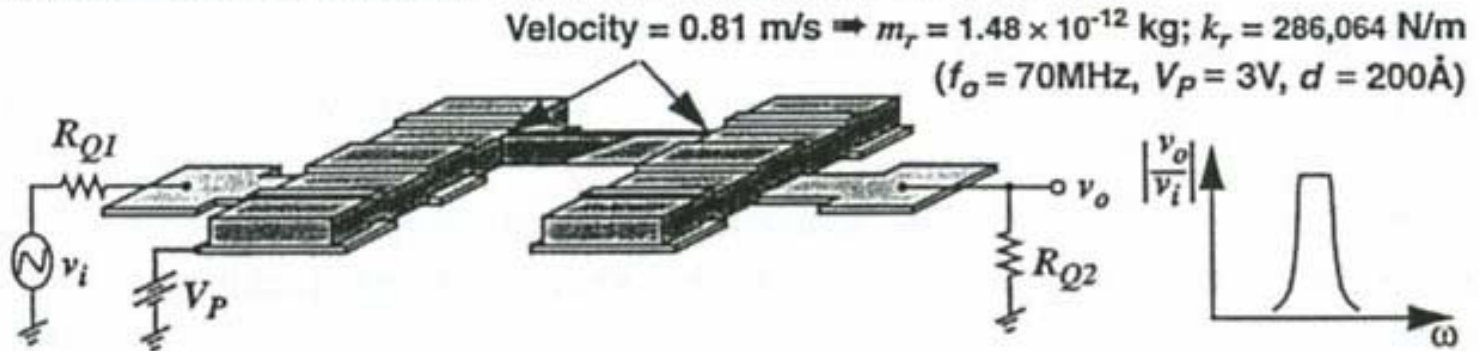


# Plassering av koblingsbjelke

(a) Max. Velocity Coupling: yields large % bandwidth



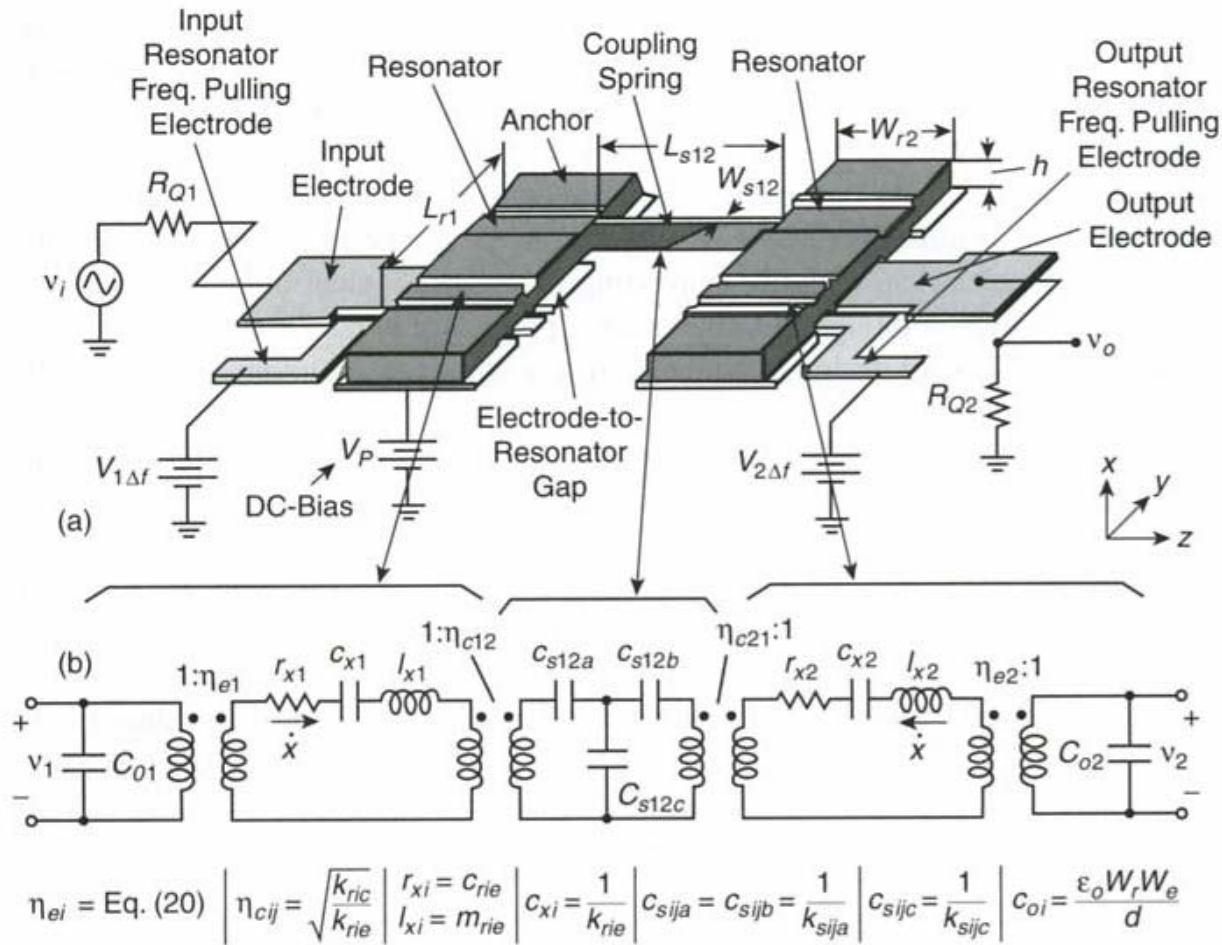
(b) Low Velocity Coupling: allows much smaller % bandwidth



**Figure 12.15.** Filter schematics showing (a) maximum velocity coupling to yield a large percent bandwidth and (b) low-velocity coupling to yield a smaller percent bandwidth.

# Design-prosedyre, forts.

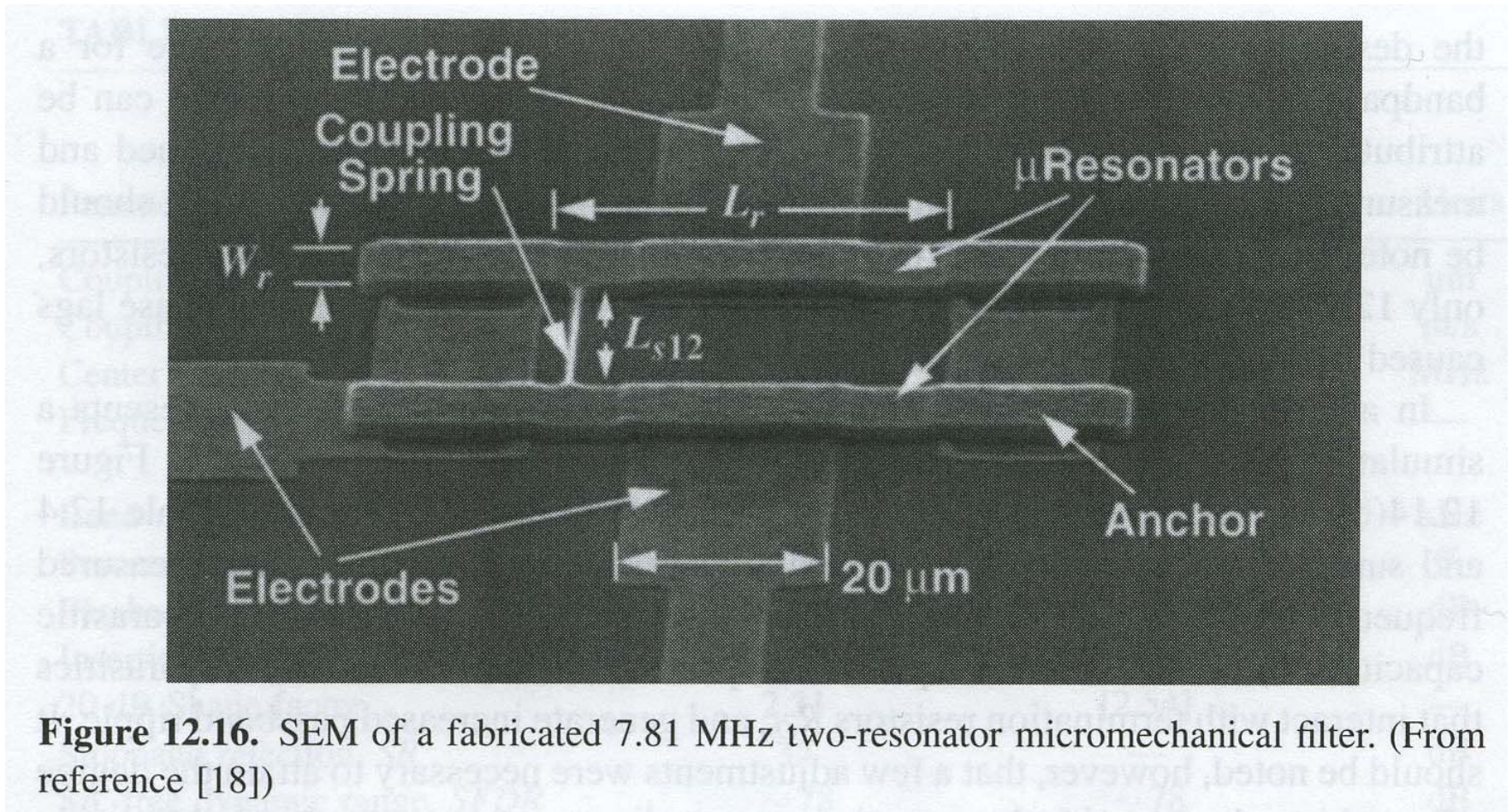
- **4.** Generer en komplett ekvivalent-krets for hele filterstrukturen og verifiser med en krets-simulator
  - Ekvivalent-krets for 2-resonator filteret
  - Hver av resonatorene modelleres som tidligere utledet
  - Koblings-beam opererer som en akustisk transmisjonslinje og er modellert som et T-nettverk av energilagings-elementer
    - Transformatorer settes inn mellom resonator og koblingsbeam-krets for å modellere hastighets-transformasjoner som oppstår når en fester koblingsbjelken på lokasjoner som ligger utenfor sentrum av resonator-beam



**Figure 12.14.** (a) Perspective-view schematic of a symmetrical two-resonator VHF  $\mu$ mechanical filter with typical bias, excitation, and signal conditioning electronics. (b) Electrical equivalent circuit for the filter in (a) along with equations for the elements [18]. Here,  $m_{rie}$ ,  $k_{rie}$ , and  $c_{rie}$  denote the mass, stiffness, and damping of resonator  $i$  at the beam center location, and  $\eta_e$  and  $\eta_c$  are turns ratios modeling electromechanical coupling at the inputs and mechanical impedance transformations at low-velocity coupling locations. (From reference [18])



# SEM av symmetrisk filter: 7.81 MHz



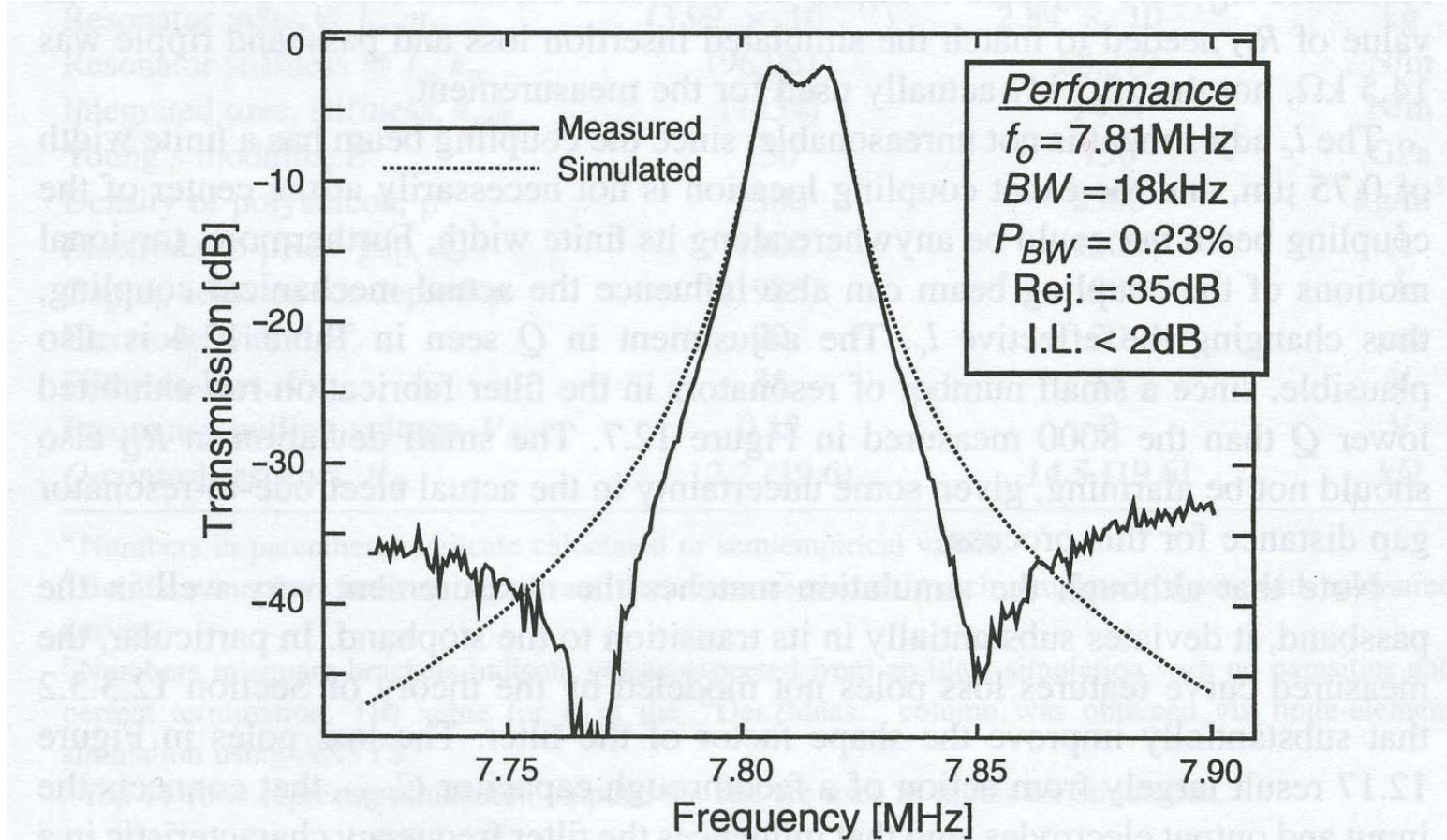
**Figure 12.16.** SEM of a fabricated 7.81 MHz two-resonator micromechanical filter. (From reference [18])

- Resonatorer består av fosfor-dopet poly



# Målt og simulert frekvensspekter

- $BW = 18 \text{ kHz}$ , Insertion loss = 1.8 dB,  $Q_{\text{filter}} = 435$



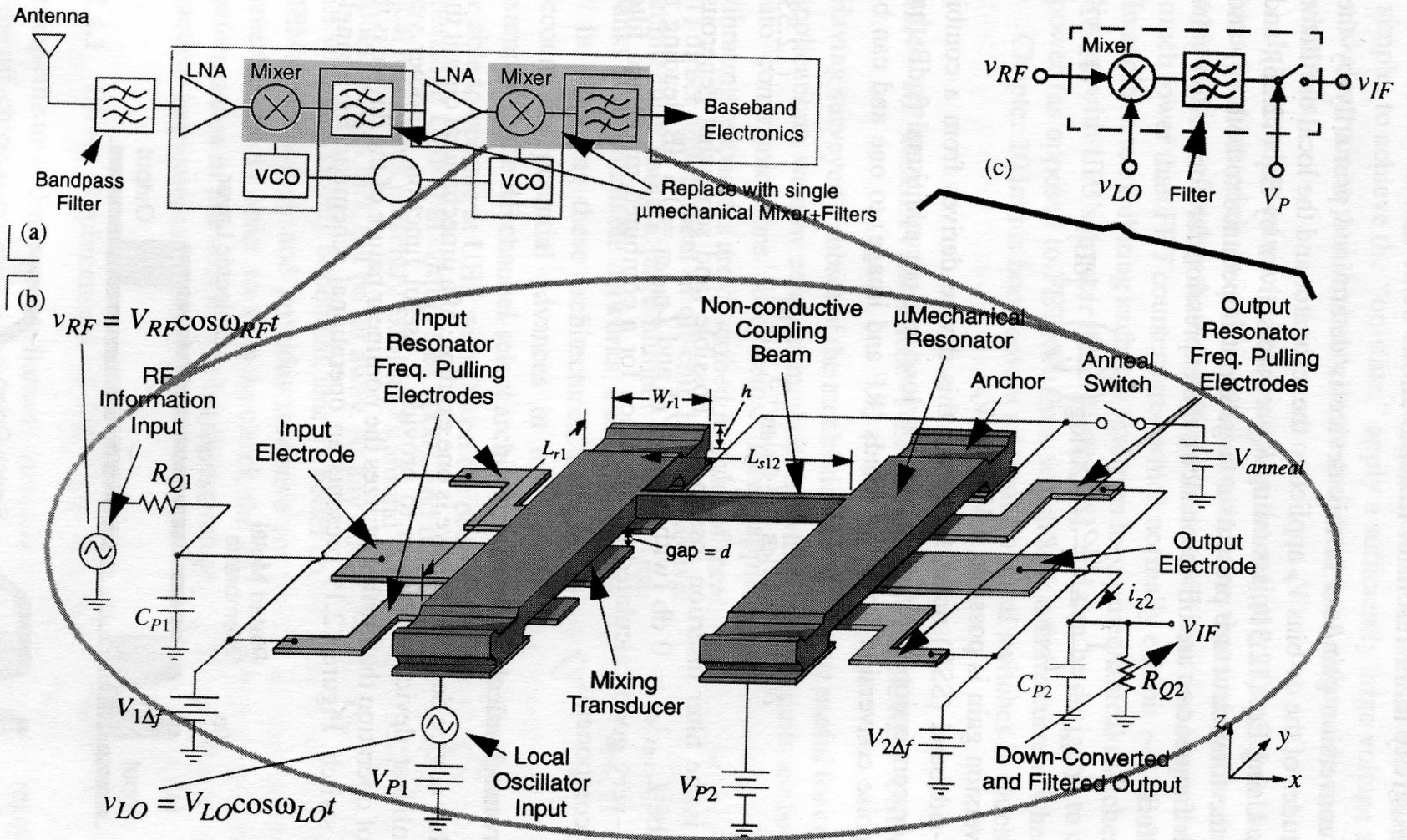
**Figure 12.17.** Measured spectrum for a terminated 7.81 MHz  $\mu$ mechanical filter with excessive input/output shunt capacitance. Here,  $Q_{\text{fltr}} = 435$ . (From reference [18])

# HF mikromekanisk filter

- Kommentarer til fig. 12.16 og 12.17:
- Koblingslokasjon  $l_c$  ble justert for å matche båndbredde-kravet
  - Dreivende (torsjon) bevegelse på koblingsbeam kan også influere på den aktuelle mekaniske koblingen
    - effektiv verdi av  $l_c$  endres
- Simuleringene matcher bra i passbåndet
  - Avviket betydelig i transisjonen til stopp-bånd
    - I virkeligheten introduseres **poler** som ikke modelleres i teorien. Disse forbedrer shape-faktorene til filteret. Oppstår pga. feedthrough kapasitans  $C_p$  som forbinder inngangs- og utgangselektrodene (parasitt-element). For fullintegreerte filtre har en mer kontroll over denne kapasitansen slik at tilsiktede poler kan legges inn.

# Mikromekaniske mikser-filtre

- 2 c-c beam kan enkelt bygges ut til en **mikser**
  - Anta at en har signalinnganger både på  $v_e$  (elektrode) og  $v_b$  (beam)
- Fig 12.18 Itoh viser skjema for en symmetrisk mikromekanisk mikser-filter-struktur →



**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.



# Mikromekaniske mikser-filtre, forts.

- Anta  $v_{RF}$  på elektrode
- Anta lokal oscillator på beam,  $v_b = v_{LO}$
- Kraften kan beregnes  $\rightarrow$

Mikser

Kraft

$$F_d = \frac{1}{2} (v_e - v_b)^2 \frac{\partial c}{\partial x}$$
$$= \frac{1}{2} (v_b^2 - 2v_b \cdot v_e + v_e^2) \frac{\partial c}{\partial x}$$

Ante

$$v_e = v_{RF} = V_{RF} \cdot \cos \omega_{RF} t$$

$$v_b = v_{LO} = V_{LO} \cdot \cos \omega_{LO} t$$

$$F_d = \dots - \frac{1}{2} \cdot 2 V_{LO} \cdot V_{RF} \frac{\partial c}{\partial x} \cdot \cos \omega_{LO} t \cdot \cos \omega_{RF} t$$

$$\left[ \text{denn } 2 \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = \cos(\omega_1 - \omega_2) t + \cos(\omega_1 + \omega_2) t \right]$$

$$F_d = \dots - \frac{1}{2} V_{RF} \cdot V_{LO} \cdot \frac{\partial c}{\partial x} \cdot \underbrace{\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t}_{\omega_{IF}}$$

# Mikromekaniske mikser-filtre, forts.

- Beregning, oppsummering
  - Starter med et ikke-lineært forhold mellom spenning og kraft: voltage/force karakteristikk (kvadratisk)
  - $V_p$  undertrykker ulineariteten
  - Spennings-signalene  $v_{RF}$  og  $v_{LO}$  mikses ned til en mellomfrekvens (kraft),  $\omega_{IF} = \text{differansen}$
- Hvis transduser nr. 2 brukes til å koble signalet videre inn i et mikromekanisk filter med passbånd sentrert om  $\omega_{IF}$ , så får vi en effektiv **mikser-filter-struktur**

# Mikromekaniske mikser-filtre, forts.

- Figur 12.18.a) viser blokkskjema
  - → mikser-strukturen tilsvarer en **funksjons-blokk i et RF-system** (senere forelesning)
  - Dette er en komponent som kan erstatte dagens **mikser + IF-filter** (mellomfrekvens-filter)
  - Mindre kontakt-tap mellom delene og ideelt null DC effekt-forbruk
    - Det benyttes en ikke-ledende koblings-bjelke for å isolere IF-porten fra LO (local oscillator)