

INF 5490 RF MEMS

L10: Mikromekaniske filtre

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

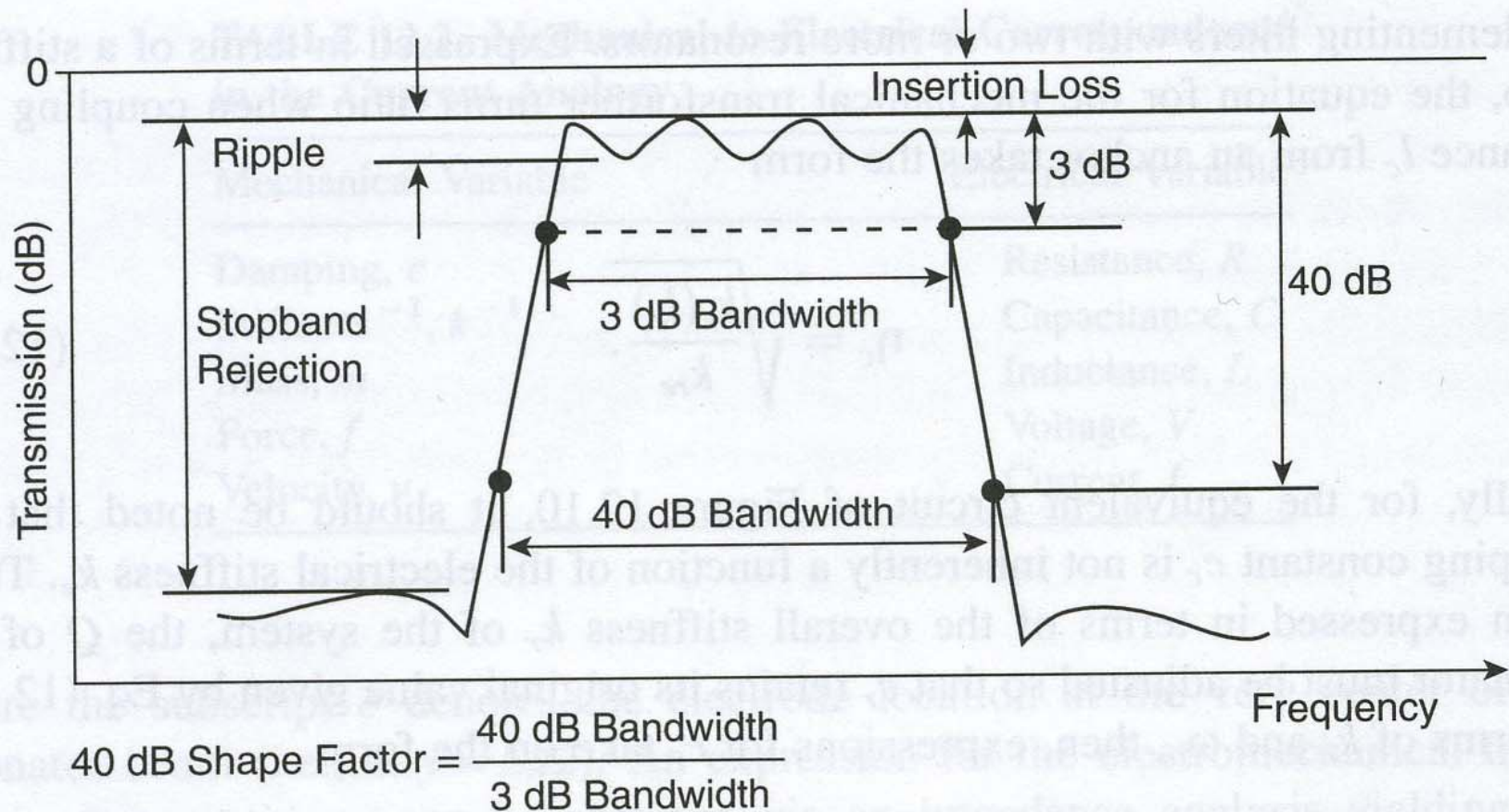


Figure 12.11. Parameters typically used for filter specification. (From reference [29])

Flere resonatorer benyttes

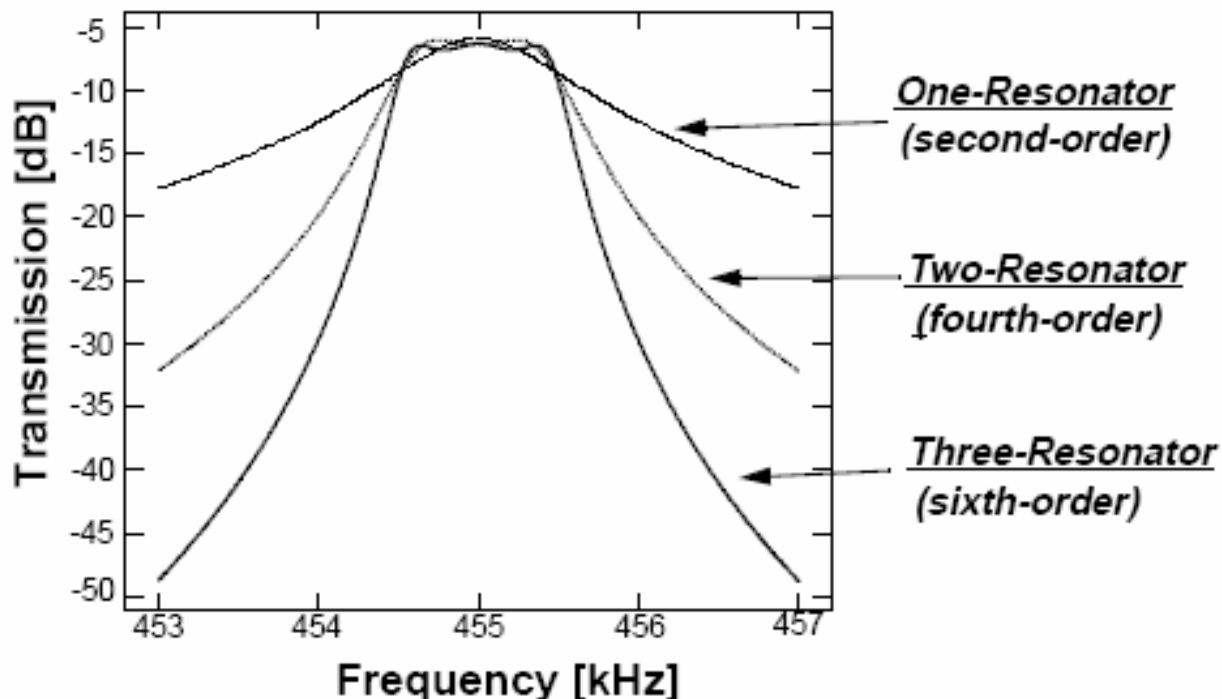
- En **enkelt** resonator har en smal BP-karakteristikk
 - Egner seg for å definere frekvens i oscillatorer
 - Ikke så egnet som BP-filter
- **BP-filtre realiseres ved å koble resonatorer i kaskade**
 - Gir bredere passbånd enn ved én enkelt resonerende struktur
 - 2 eller flere mikroresonatorer benyttes
 - 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)

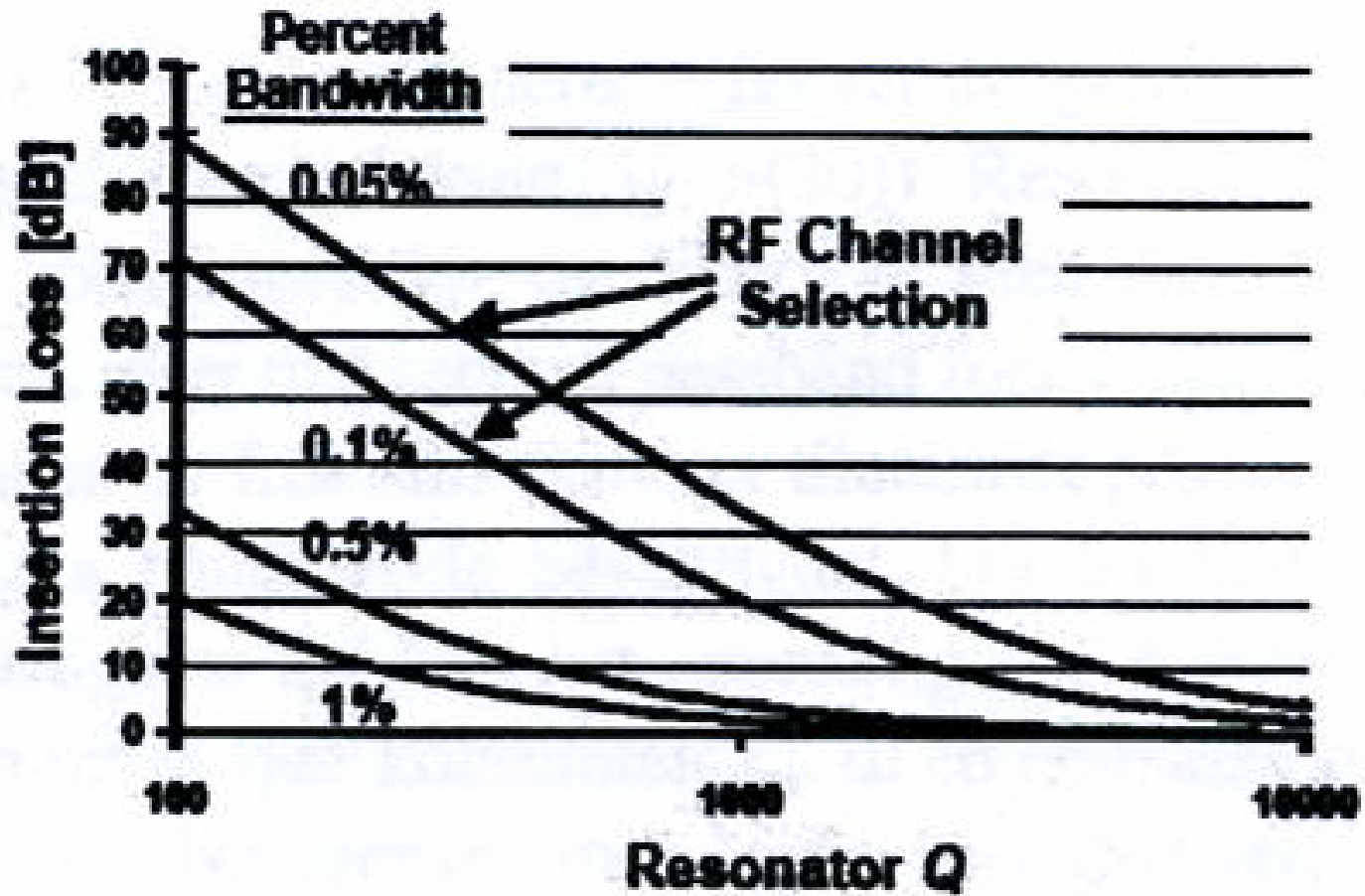


- Higher order \Rightarrow sharper roll-off \Rightarrow better stopband rejection

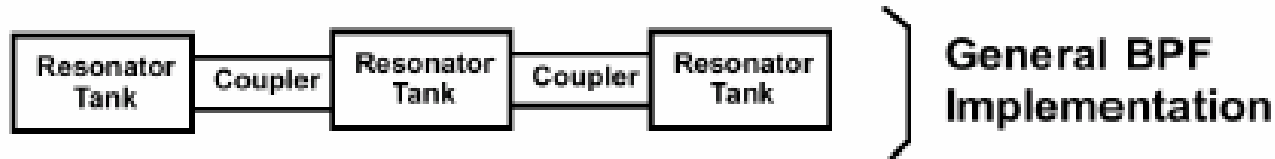
Egenskaper ved mikromaskinerte filtre

- **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 →

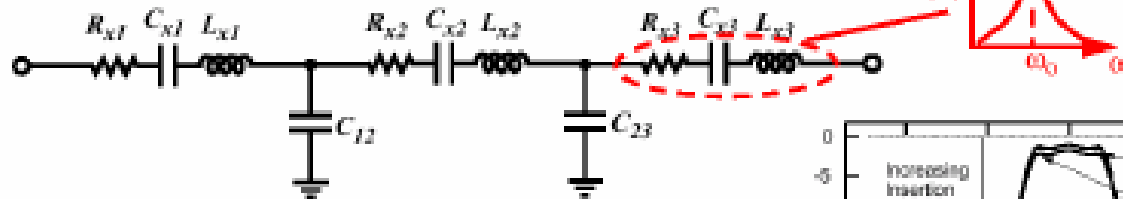
”Insertion loss”



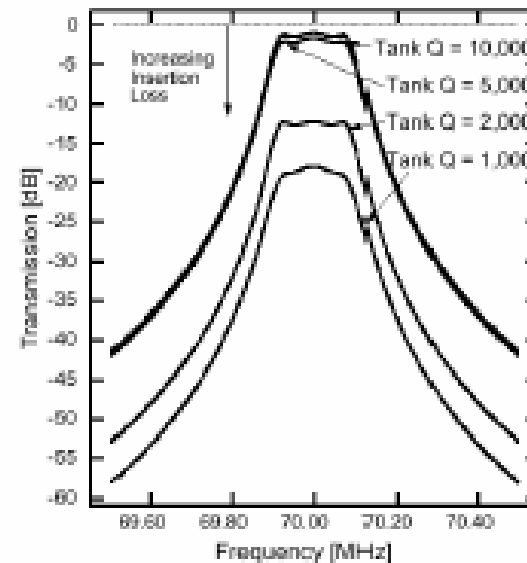
Importance of High Q: Low Loss Filters



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

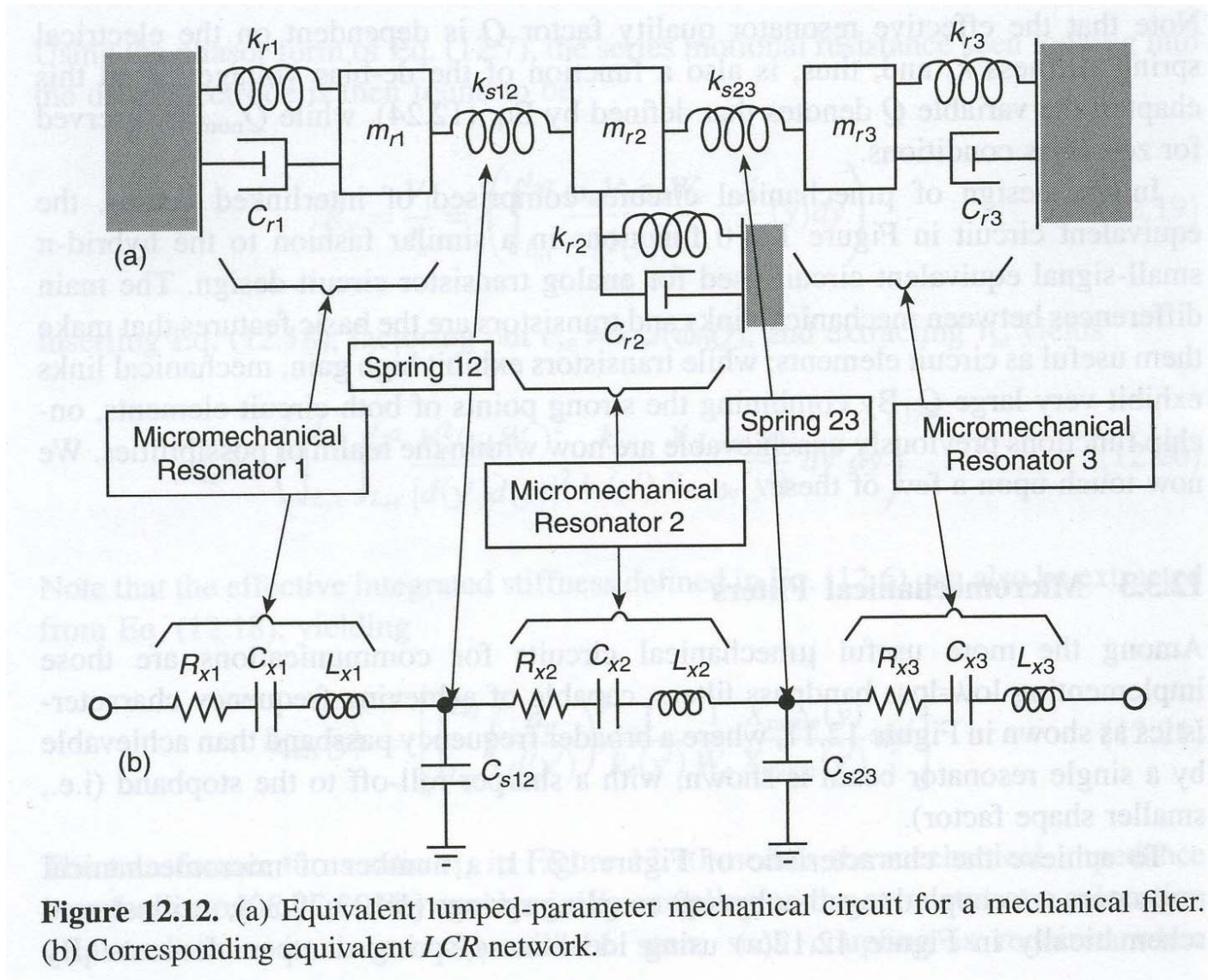


Figure 12.12. (a) Equivalent lumped-parameter mechanical circuit for a mechanical filter. (b) Corresponding equivalent LCR network.

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

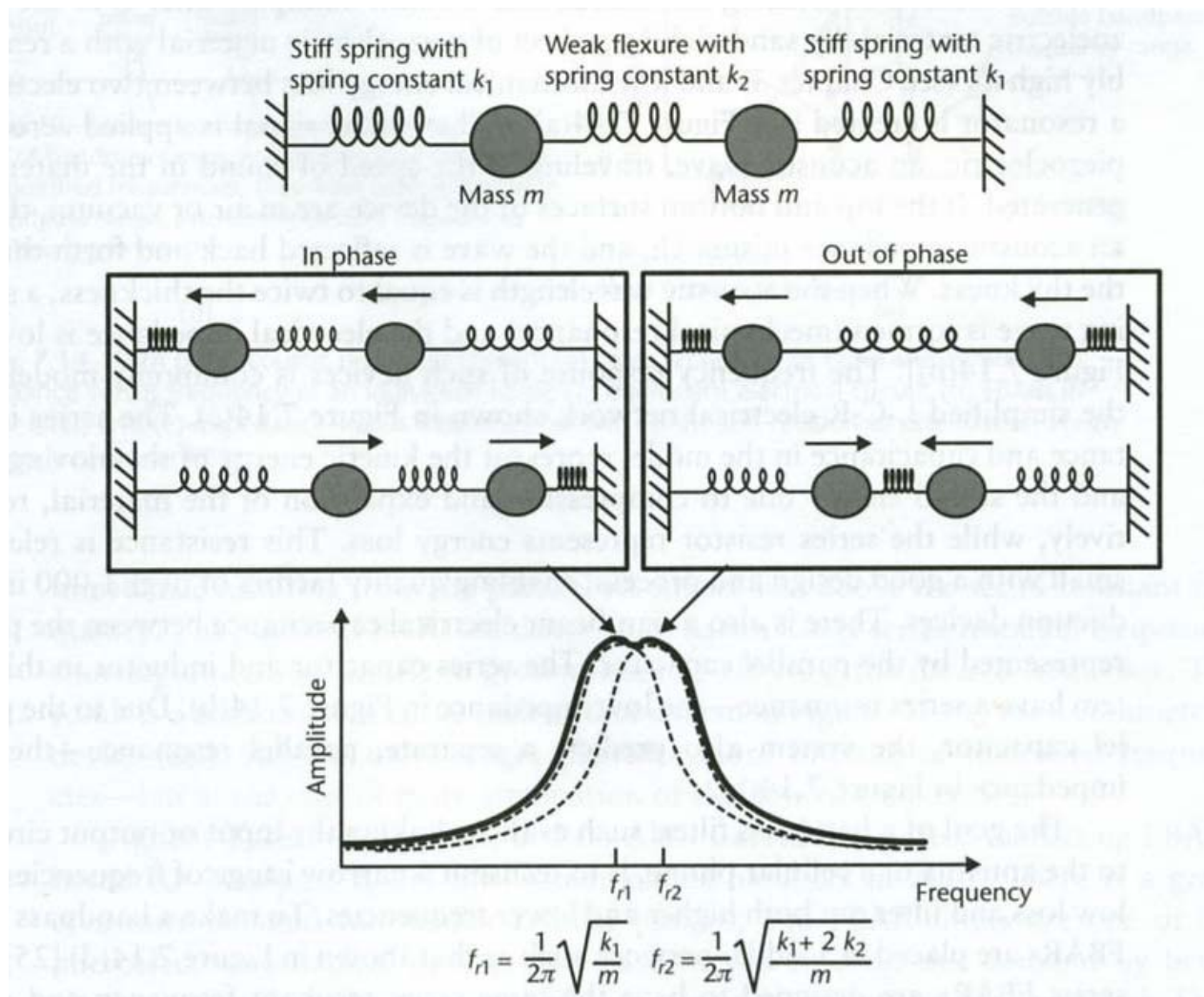


Figure 7.13 Illustration of two identical resonators, each with a mass and spring, coupled by a weak and compliant intermediate flexure. The system has two resonant oscillation modes, for in-phase and out-of-phase motion, resulting in a bandpass characteristic.

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

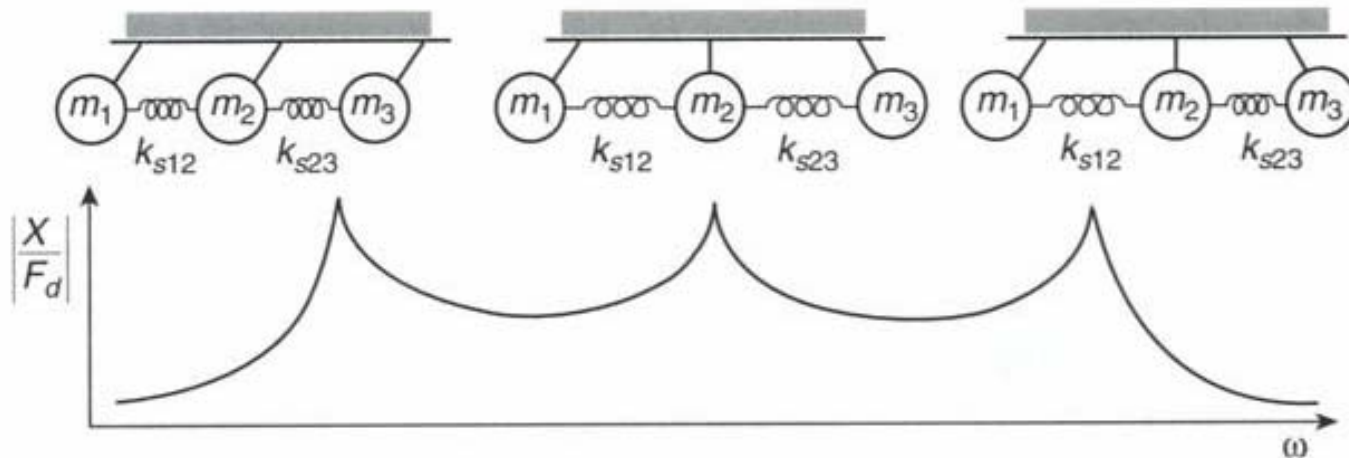


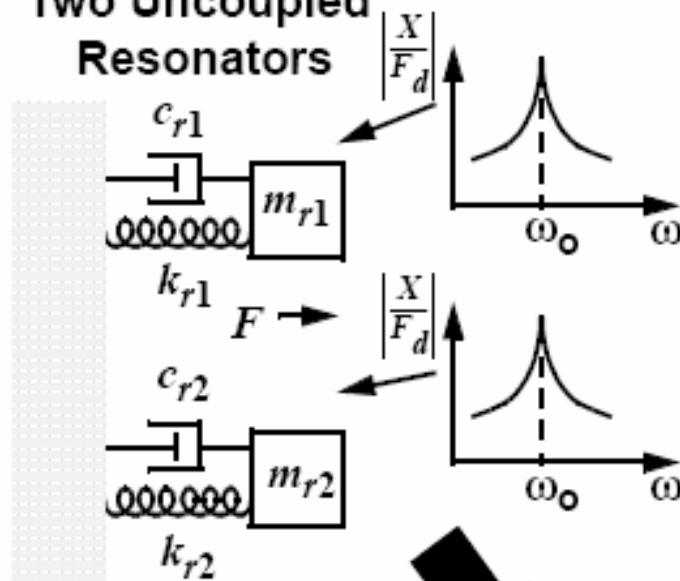
Figure 12.13. Mode shapes of a three-resonator micromechanical filter and their corresponding frequency peaks.

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

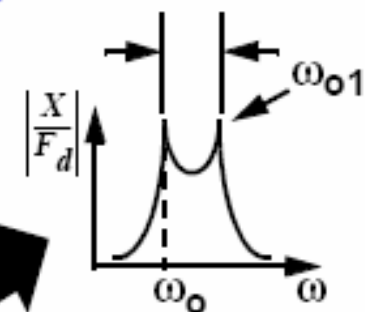
Two Uncoupled Resonators



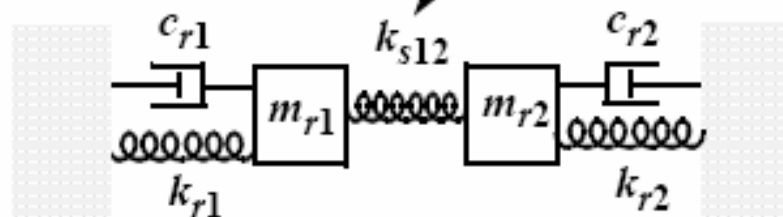
Resonator Stiffness
Coupler Stiffness

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

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)

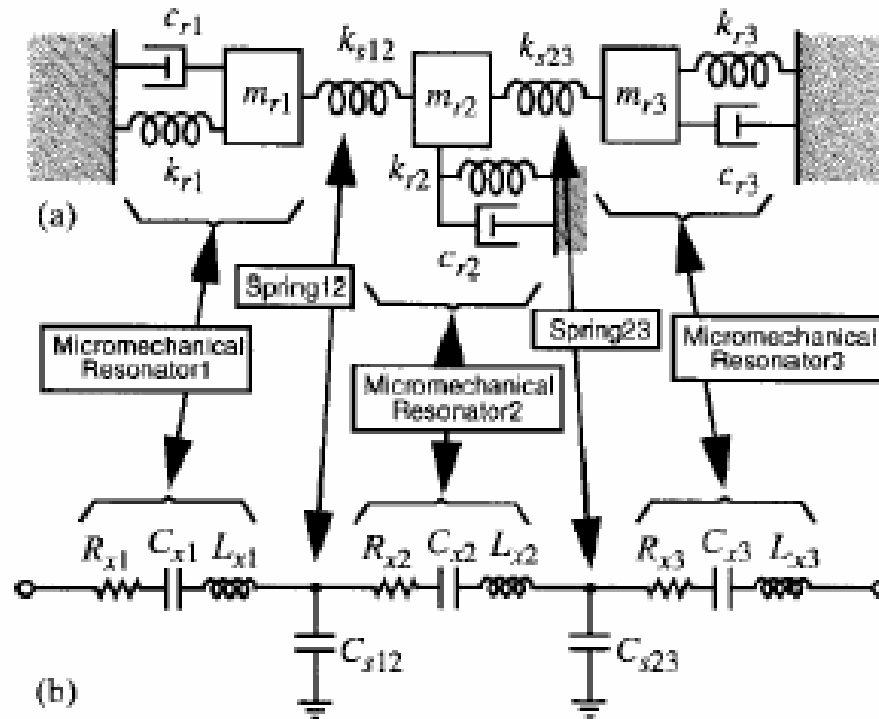
– Bestem f_0 og k_r Velg k_{sij} for ønsket B

– 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

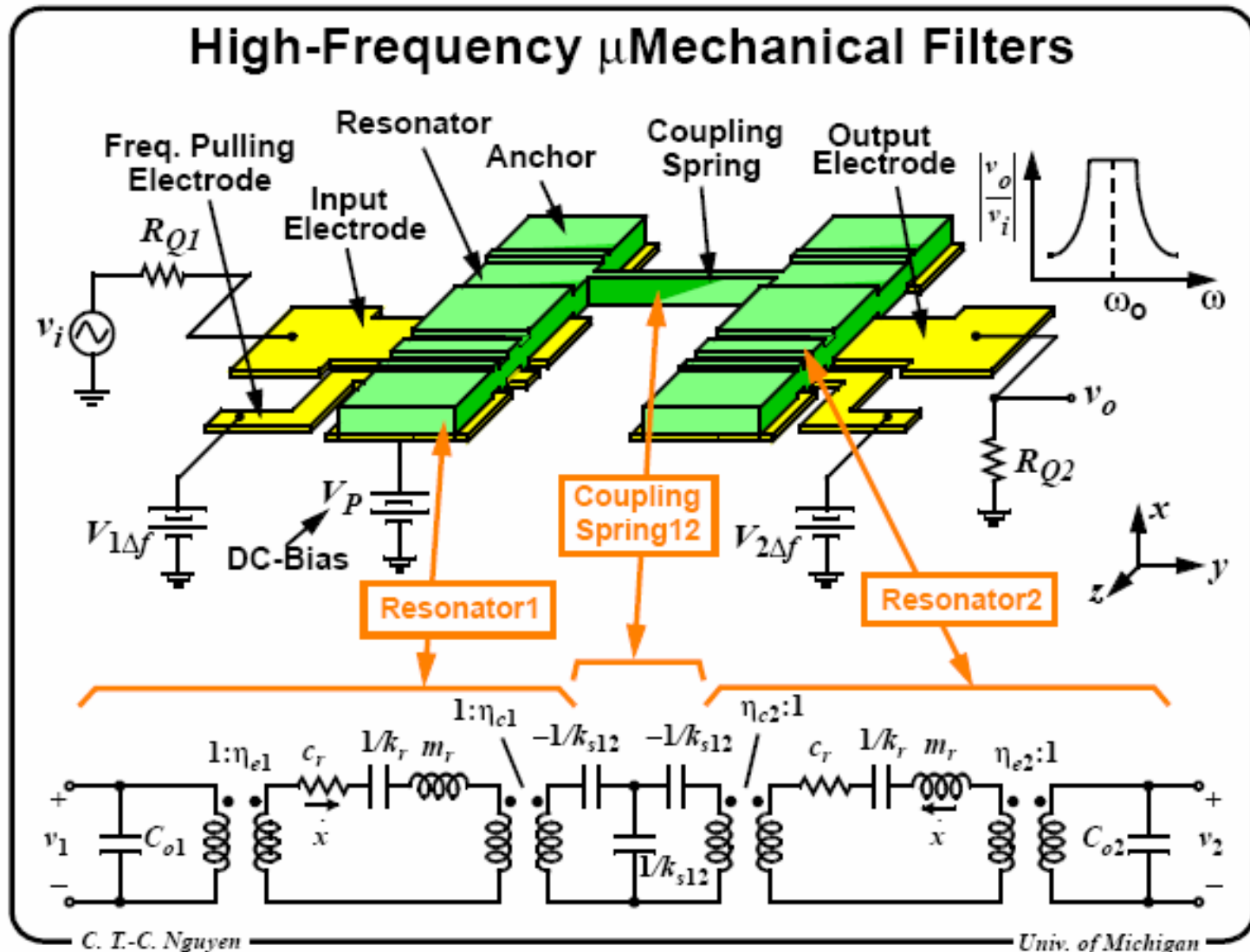
C - k

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 μm 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”

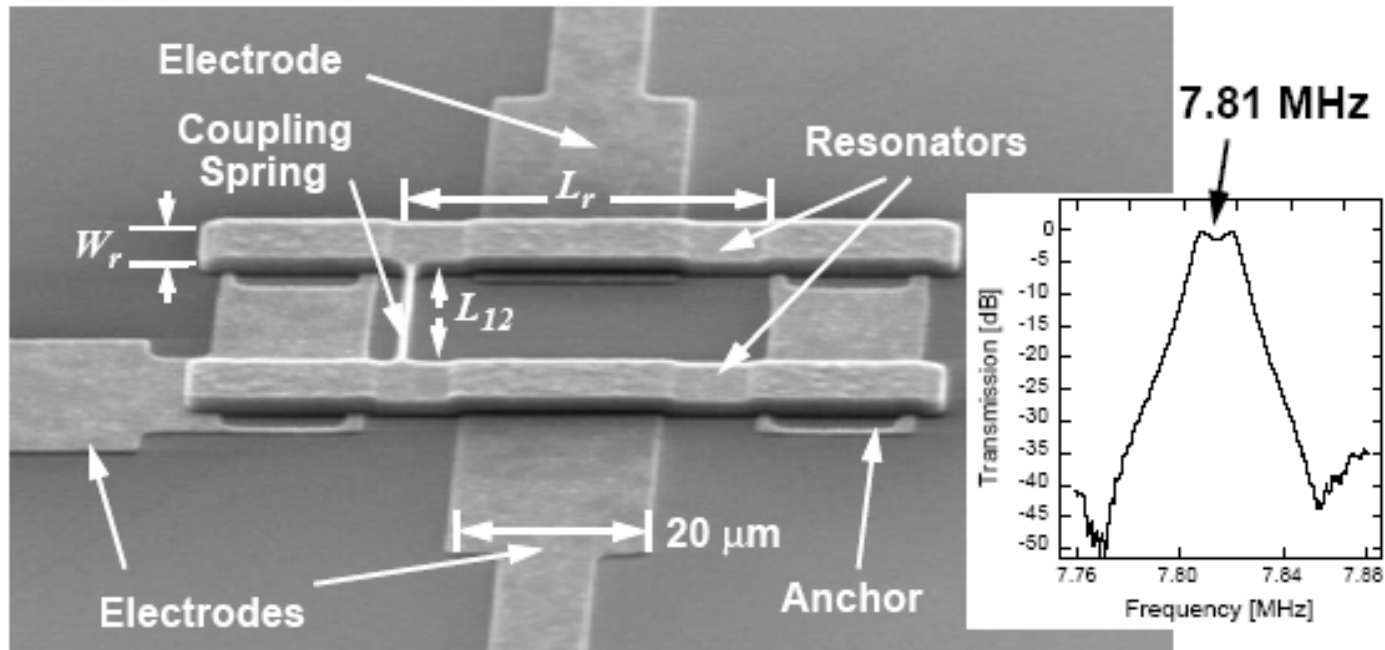
- Inngangssignal konverteres til kraft (ved kapasitiv inngangstransducer)
- Mekaniske vibrasjoner induseres i x-retningen
- Mekaniske vibrasjoner betyr at en har et **mekanisk signal som prosesseres i det mekaniske domenet**
 - ”Reject” hvis utenfor passbånd
 - ”Passed” hvis innenfor passbånd

”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

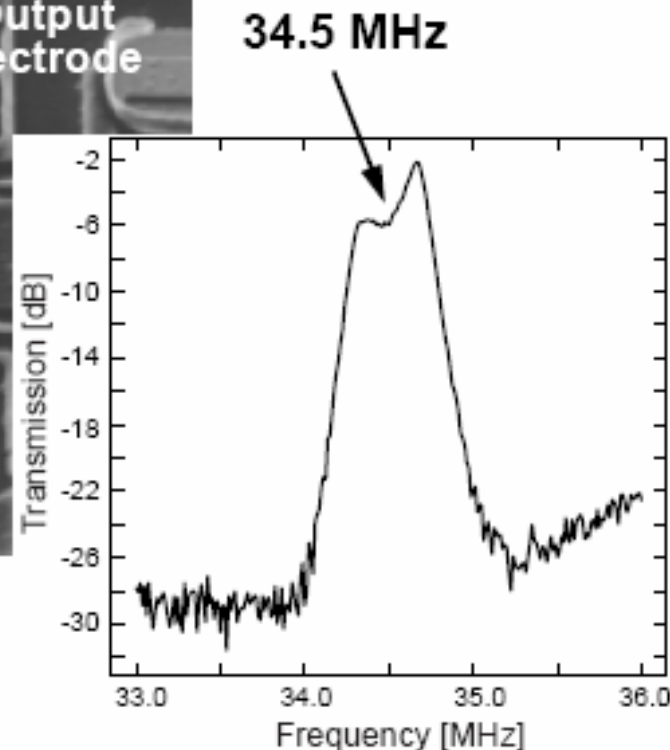
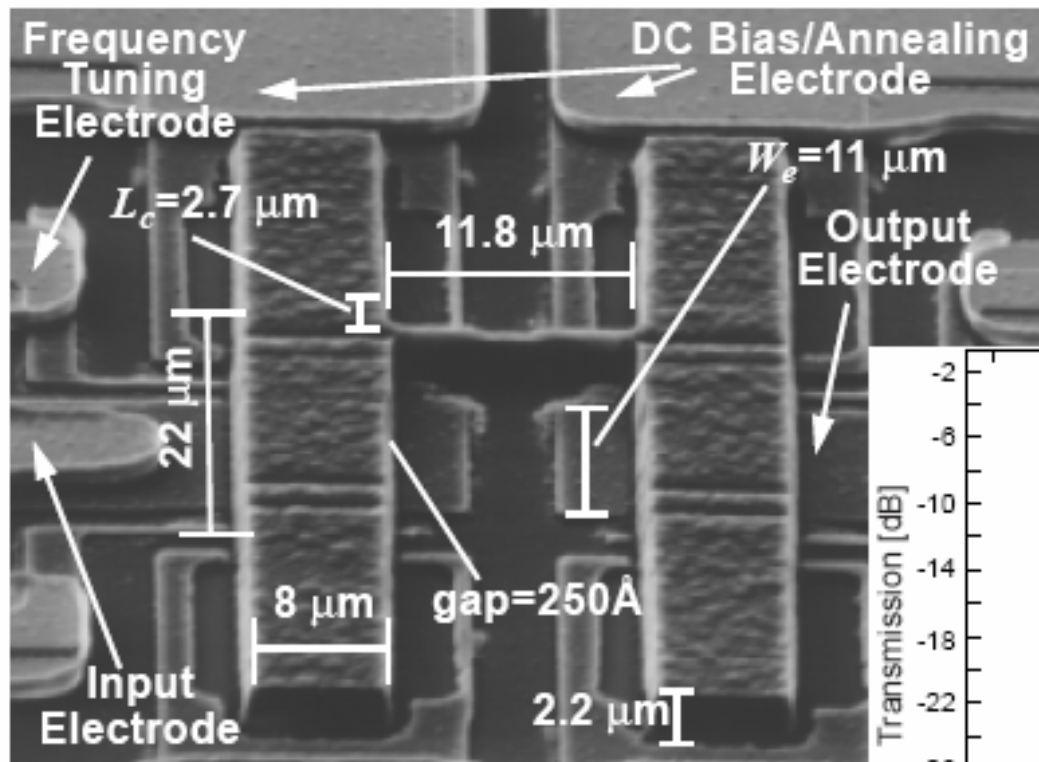


2-Resonator HF
(4th Order)
[Bannon, Clark,
Nguyen 1996]



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

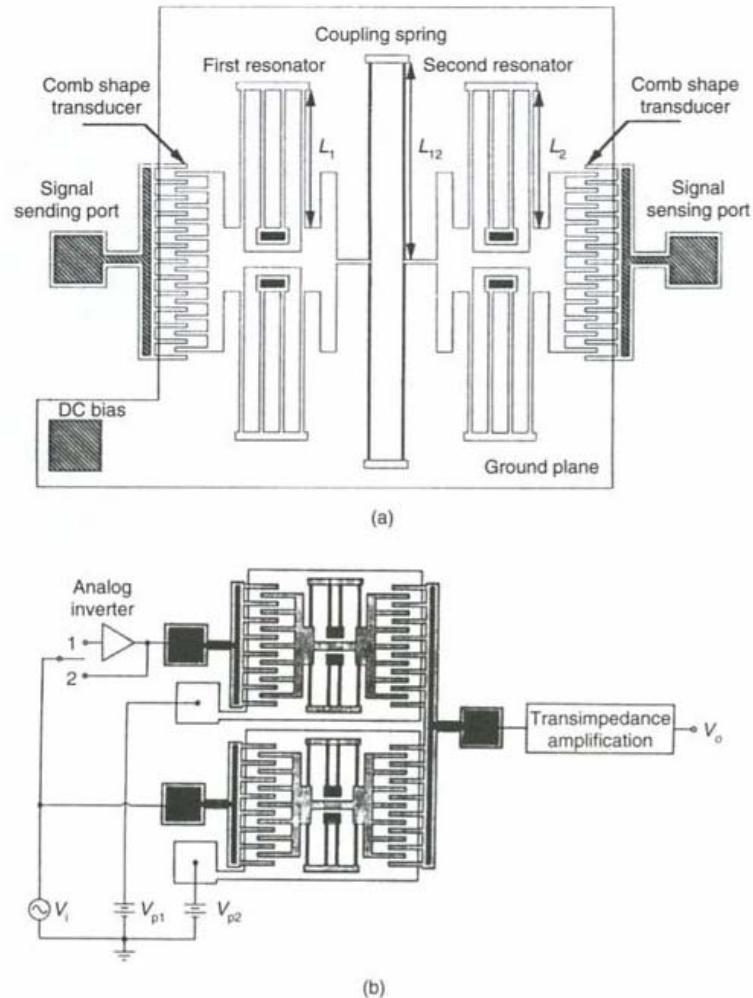


Figure 5.11 (a) Series and (b) parallel combination of resonators. Reproduced from L. Lin, C.T.-C. Nguyen, R.T. Howe, and A.P. Pisano, 1992, 'Micro electromechanical filters for signal processing', in *IEEE Conference on Micro Electro Mechanical Systems '92, February 4-7 1992*, IEEE, Washington, DC,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

Kam-struktur, forts.

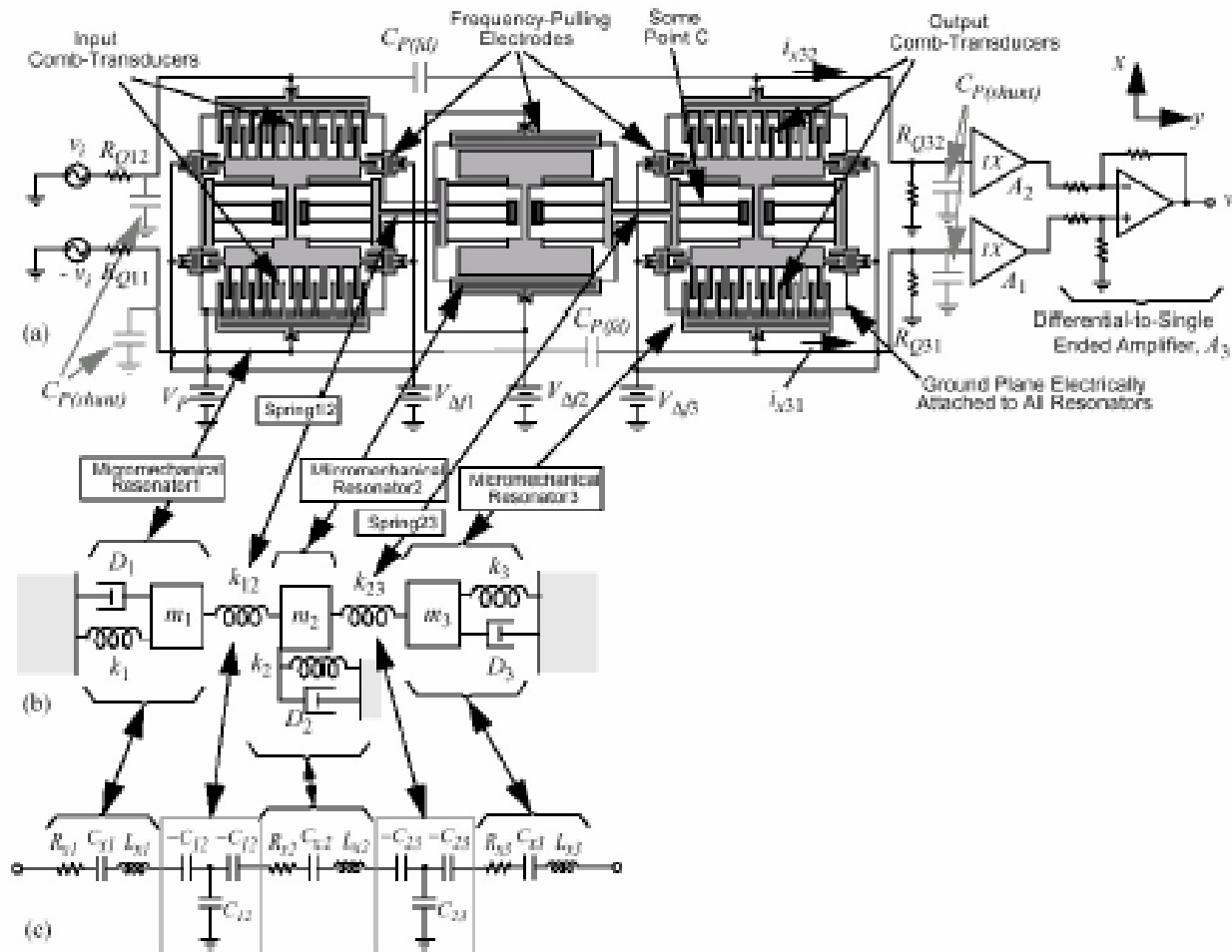
- Resonatorene designes til å ha forskjellig resonans-frekvens

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

- 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

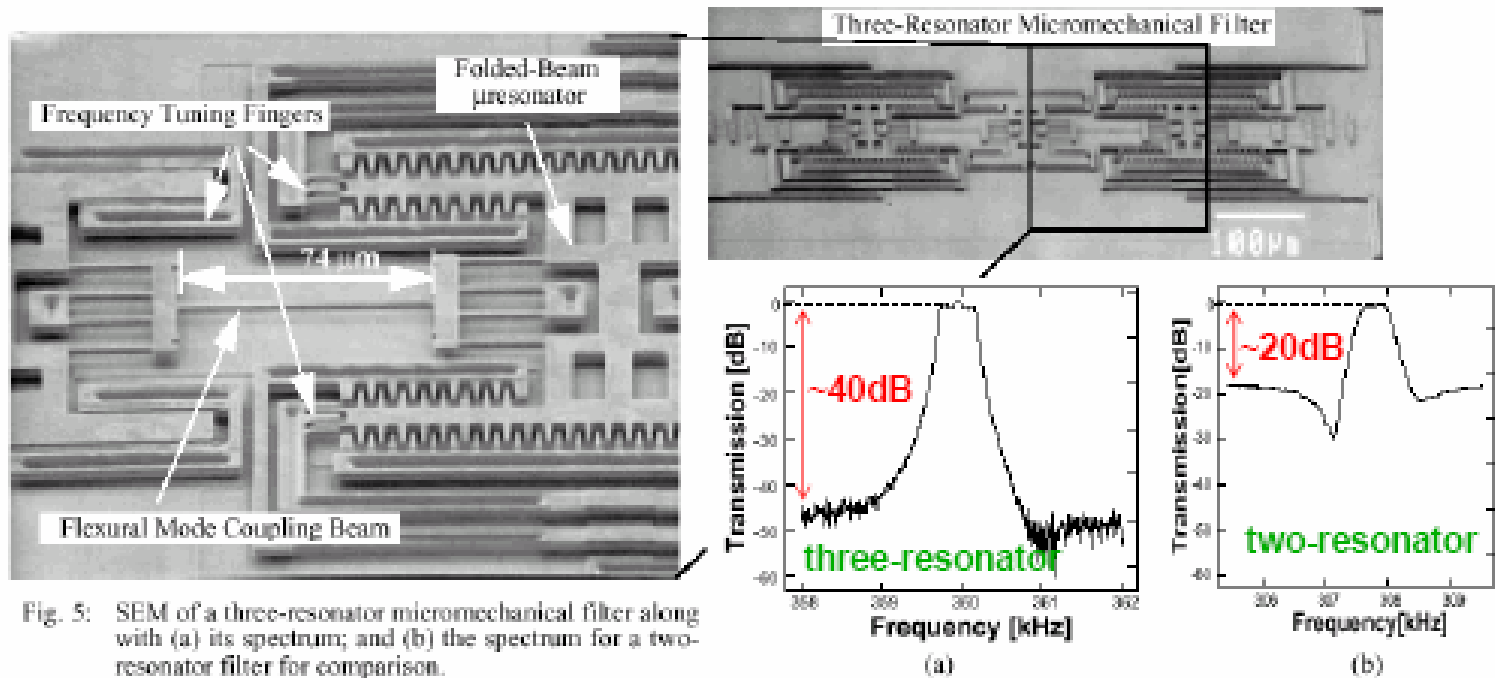
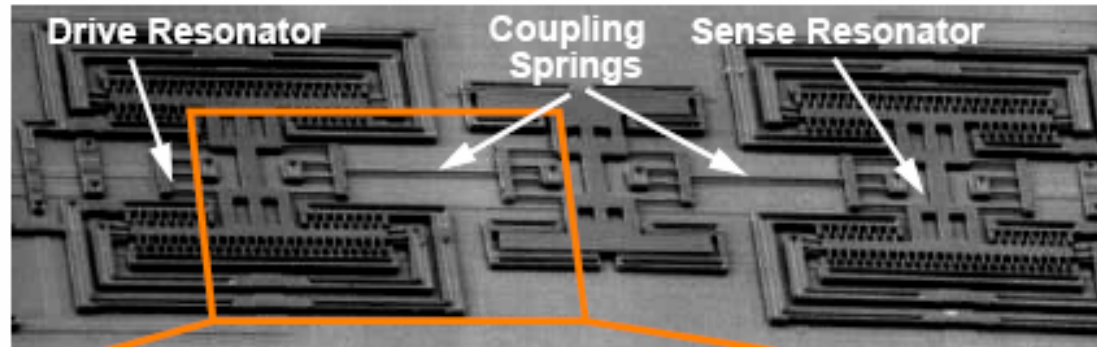
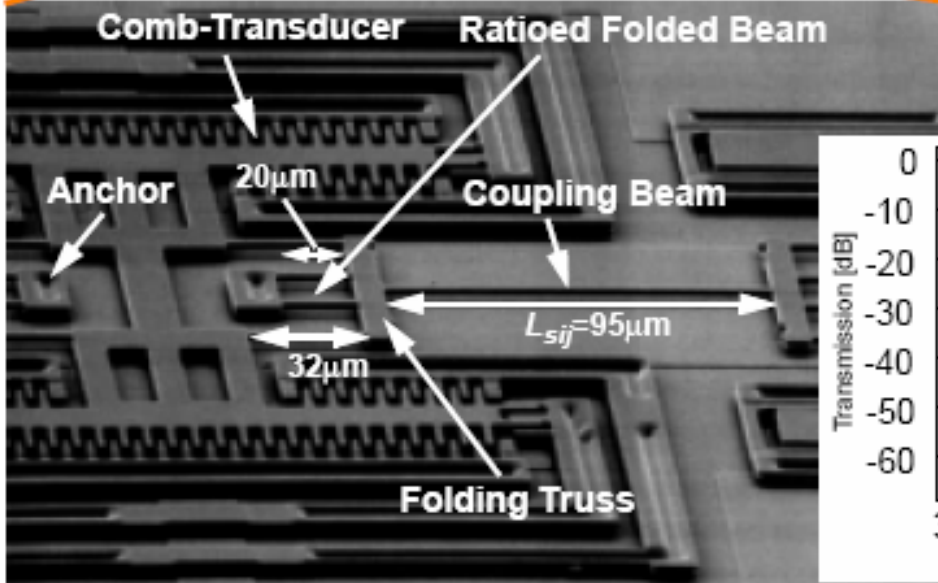


Fig. 5: SEM of a three-resonator micromechanical filter along with (a) its spectrum; and (b) the spectrum for a two-resonator filter for comparison.

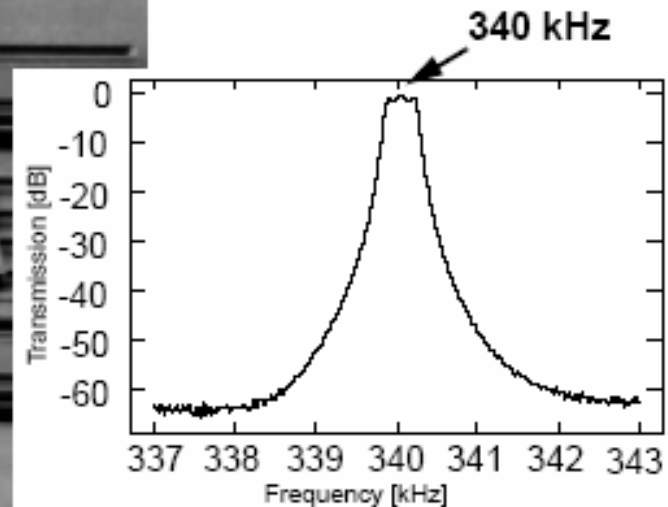
High-Order μ Mechanical Filter



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

ω_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 og lengde- parametrene 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

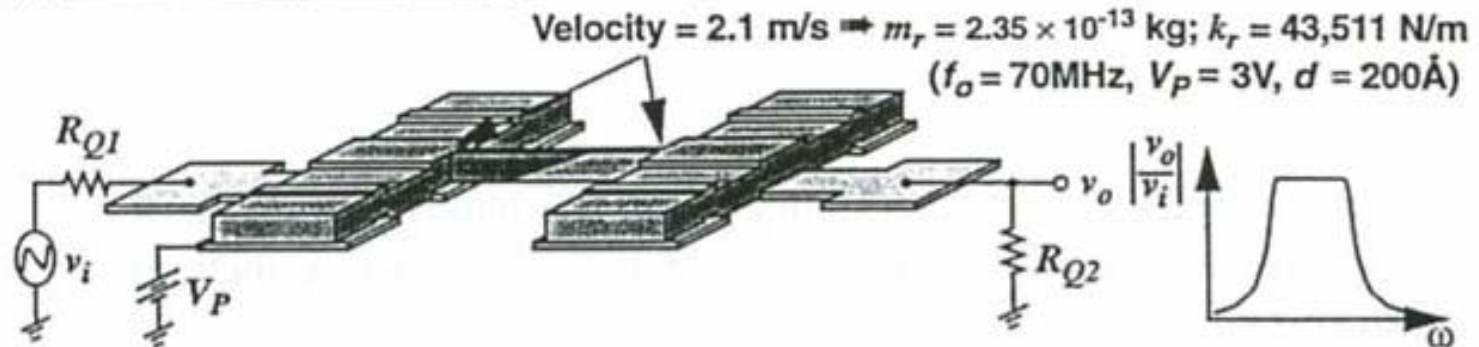
- Altså: båndbredden til filteret kan settes, ikke ved å velge koblingsbeam-stivheten k_{sij} , men ved å velge en **passende verdi på** k_r som tilfredsstillers ligningen

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

- 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

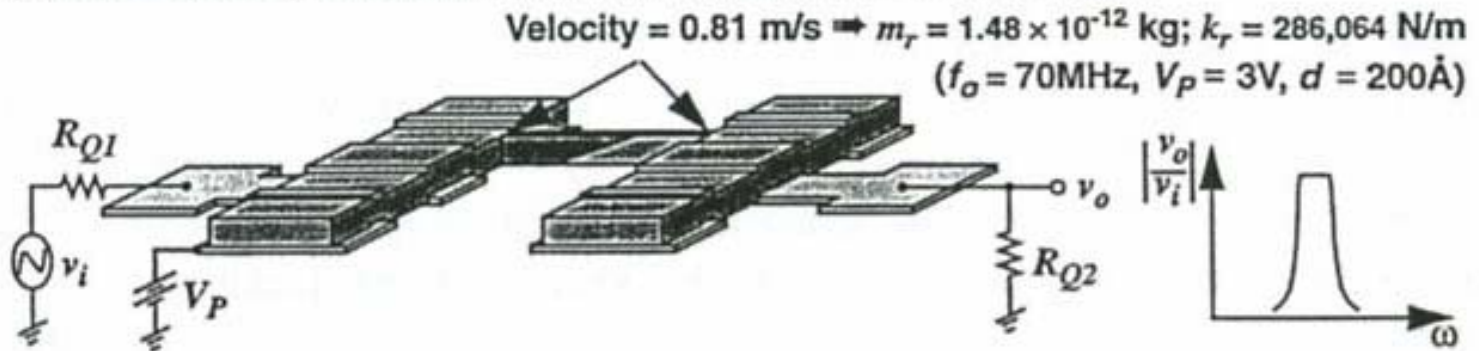


Figure 12.15. Filter schematics showing (a) maximum velocity coupling to yield a large percent bandwidth and (b) low-velocity coupling to yield a smaller percent bandwidth.

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

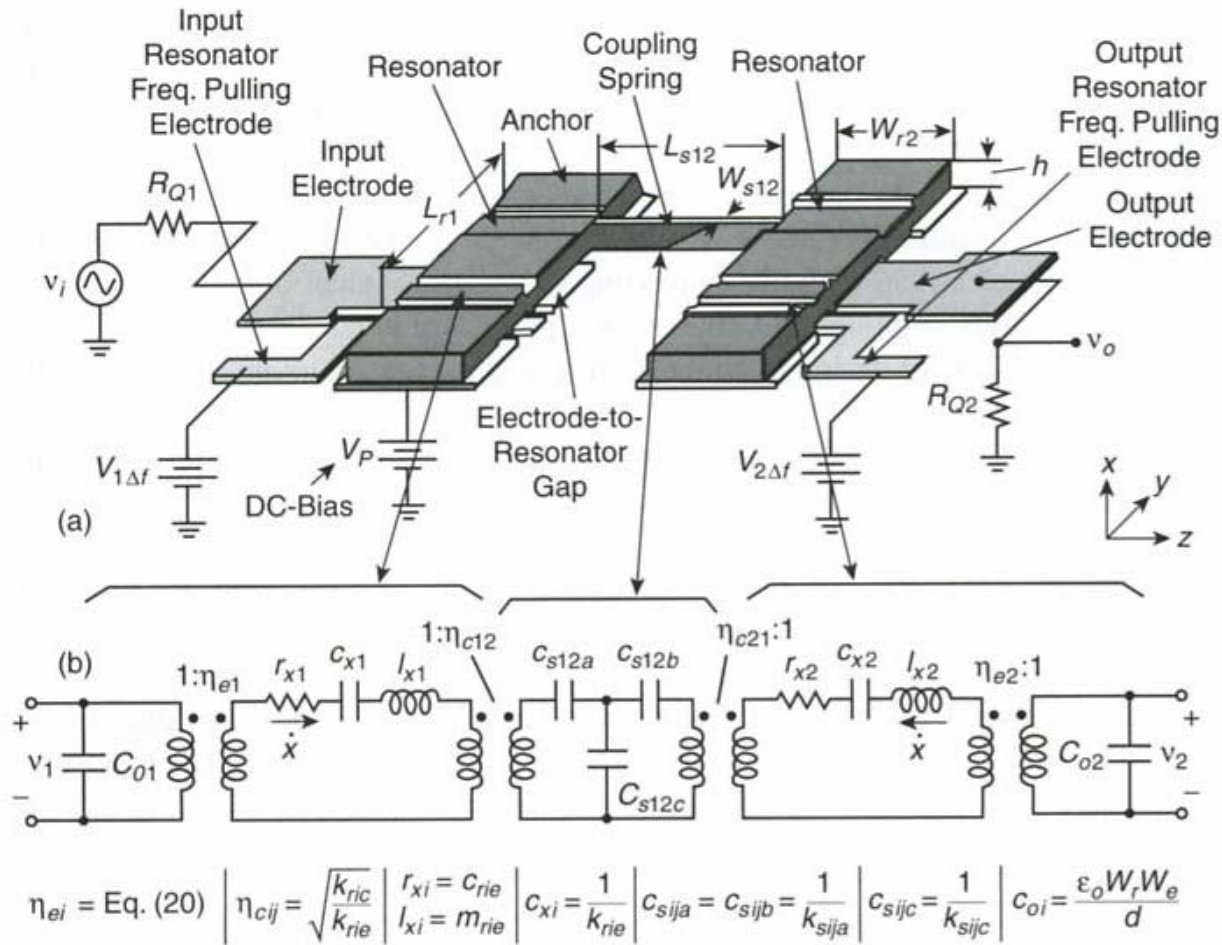


Figure 12.14. (a) Perspective-view schematic of a symmetrical two-resonator VHF μ mechanical filter with typical bias, excitation, and signal conditioning electronics. (b) Electrical equivalent circuit for the filter in (a) along with equations for the elements [18]. Here, m_{rie} , k_{rie} , and c_{rie} denote the mass, stiffness, and damping of resonator i at the beam center location, and η_e and η_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

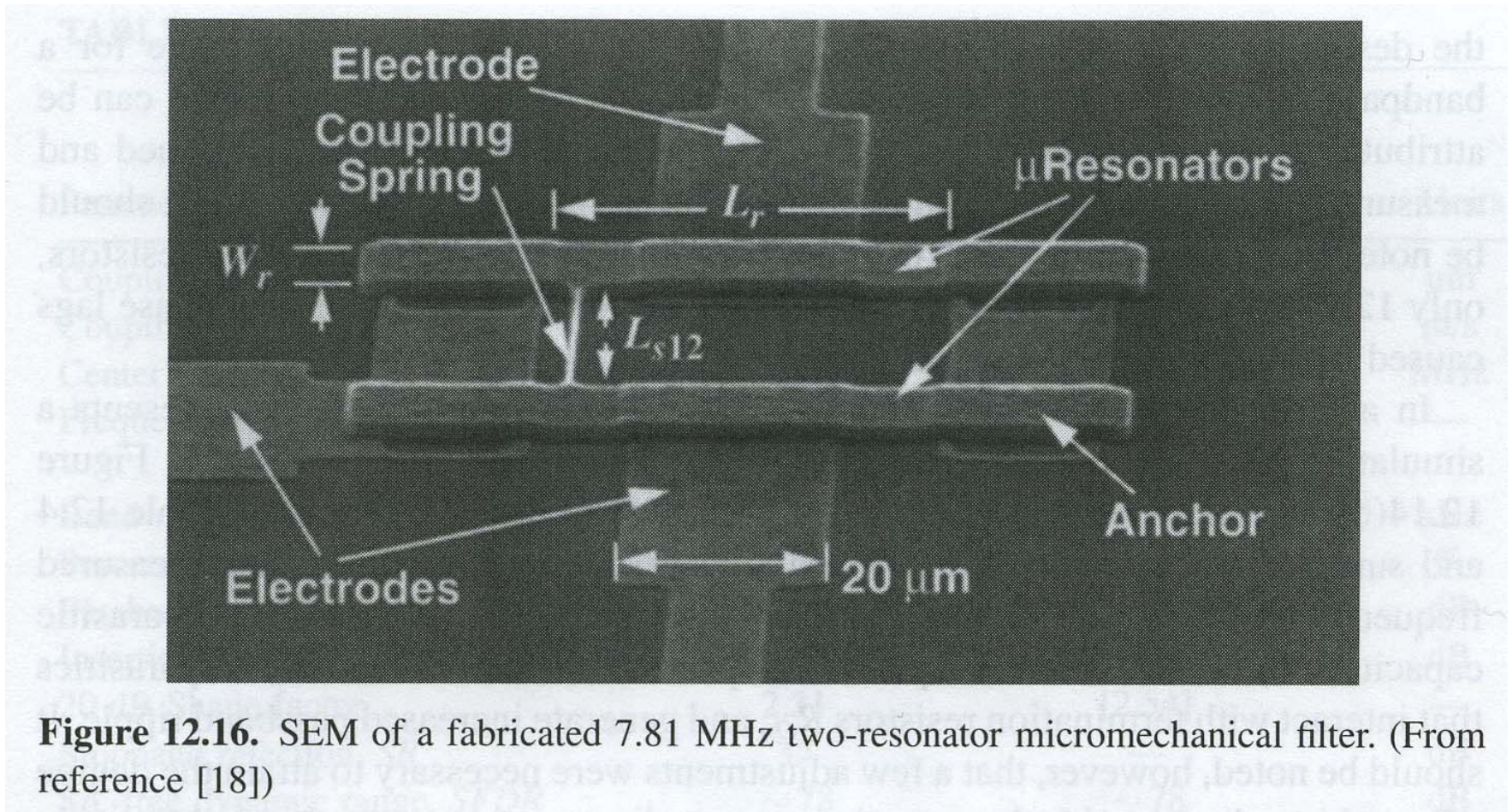


Figure 12.16. SEM of a fabricated 7.81 MHz two-resonator micromechanical filter. (From reference [18])

- Resonatorer består av fosfor-dopet poly

Målt og simulert frekvensspekter

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

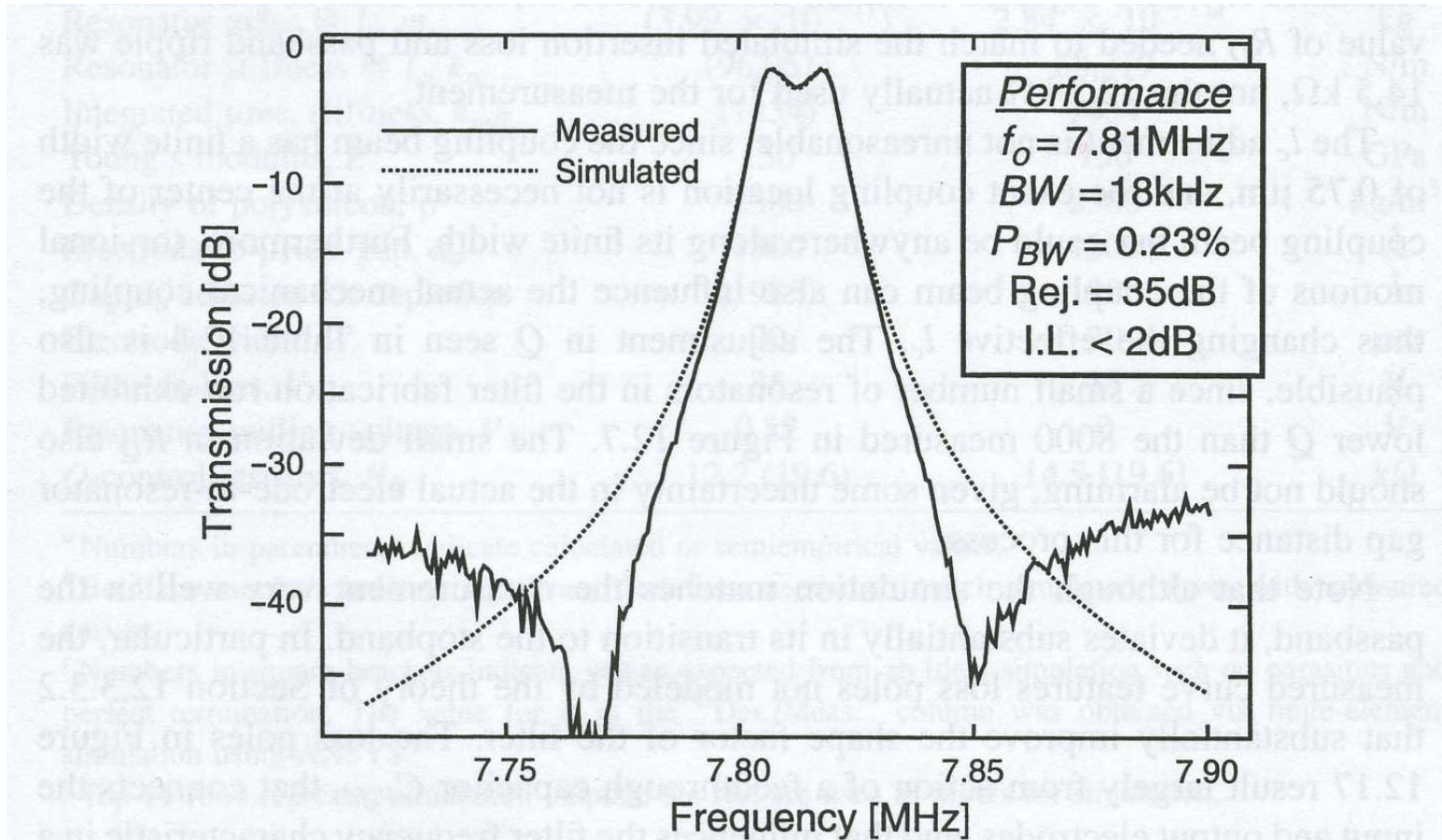


Figure 12.17. Measured spectrum for a terminated 7.81 MHz μ mechanical filter with excessive input/output shunt capacitance. Here, $Q_{\text{fltr}} = 435$. (From reference [18])

HF mikromekanisk filter

- 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
 - Avviker 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 utgangs-elektrodene (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 og v_b
- Fig 12.18 Itoh viser skjema for en symmetrisk mikromekanisk mikser-filter-struktur →

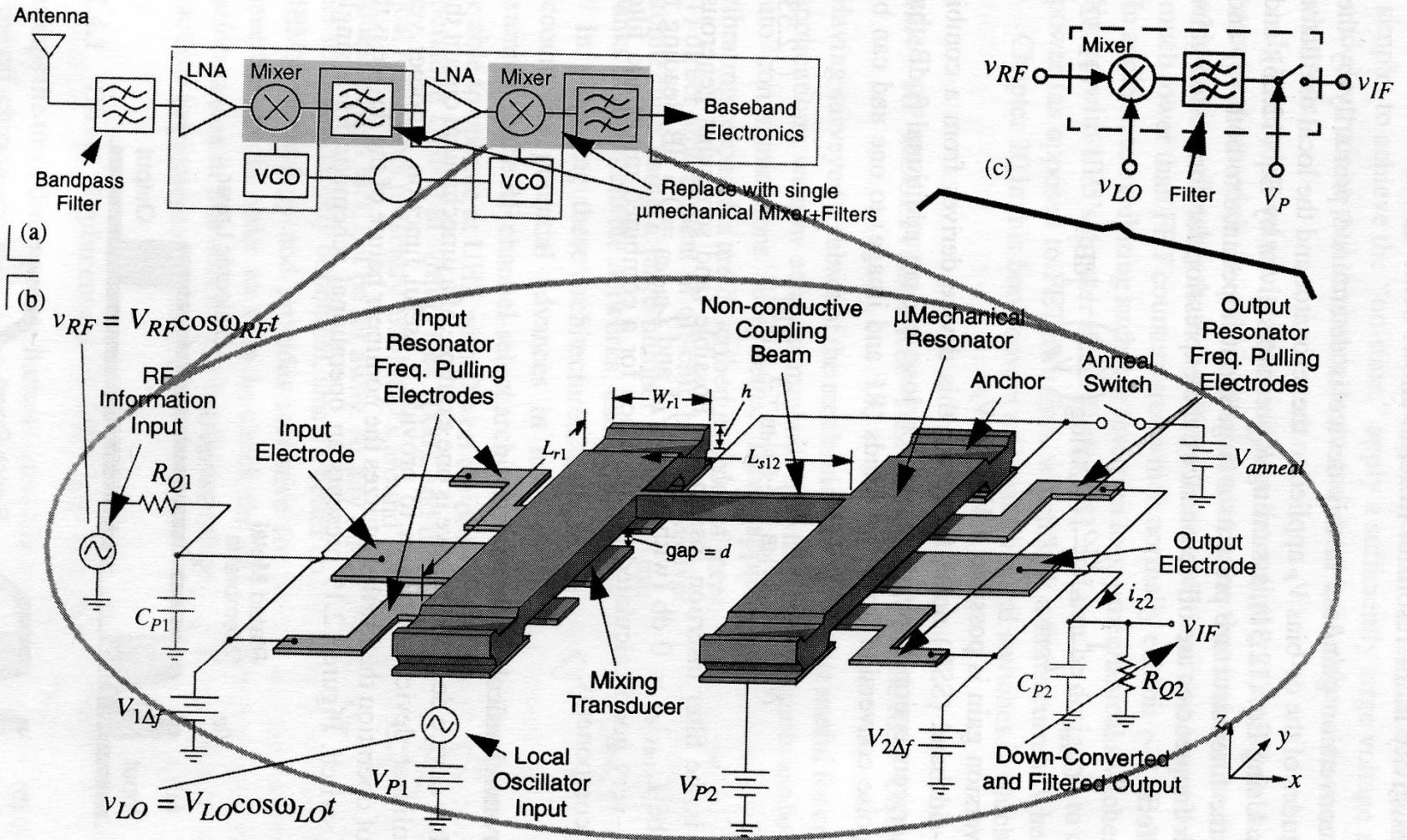


Figure 12.18. (a) Simplified block diagram of a wireless receiver, indicating (with shading) the components replaceable by mixer-filter devices. (b) Schematic diagram of the described μ mechanical mixer-filter, depicting the bias and excitation scheme needed for downconversion. (c) Equivalent block diagram 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), ω_{IF}
- Hvis transduser nr. 2 brukes til å koble signalet videre inn i et mikromekanisk filter med passbånd sentrert om ω_{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)