

# INF 5490 RF MEMS

L15: Oppsummering, repetisjon

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modelling
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Oversikt

- **Motivasjon**
- Mikromaskinering
- Modelling
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Definisjon av RF MEMS

- ***”RF MEMS refers to the design and fabrication of dedicated MEMS for RF (integrated) circuits”***
  - A) Komponentene **opererer** mikromekanisk og/eller
  - B) Komponentene **fabrikeres** ved mikromaskinering
  - Komponentene benyttes i **RF systemer**
- Økende antall anvendelser av MEMS innen RF
  - **Aktuelt tema!**

# Typiske RF MEMS komponenter

- Svitsjer
- Faseskiftere
- Resonatorer
- Mikromekaniske filtre
- Variable kapasitanser
- Induktorer
  
- **Dagens RF systemer trenger off-chip komponenter for å oppnå ønskede egenskaper**
  - Matche-nettverk, filtre, oscillatorer for miksing etc.

# Bruk av RF MEMS

- A) **Erstatning** for diskrete passive komponenter
- B) **Ny** integrert funksjonalitet
  - → Rekonfigurerbare RF ICs (bruk av svitsjer)
  - nye system-arkitekturer

# Fordeler gitt av RF MEMS

- Krets og system **miniatyrisering**
  - Integrasjon med IC eller ved pakking -> systemintegrasjon
  - Batch prosessering -> lavere kostnader
- Lavere **effektforbruk**
- Høy **ytelse**
  - Gir gode komponent-parametre, f.eks.
    - Økt selektivitet
    - Høyere Q-faktor
    - Redusert tap
    - Bedret isolasjon
    - Lav forvrengning
    - Økt båndbredde

# Litt om MEMS, generelt

- Aktuatorer og sensorer kan realiseres
  - **Aktuator:**
    - Bevegelig struktur kontrollert ved elektrisk mikrokrets
    - Eks. mikromotor
    - Gir lite energi, nok for RF
  - **Sensor:**
    - kan "føle"/påvirkes av omgivelsene
    - de tidligste anvendelser, mange ulike eksempler



# Oversikt

- Motivasjon
- **Mikromaskinering**
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

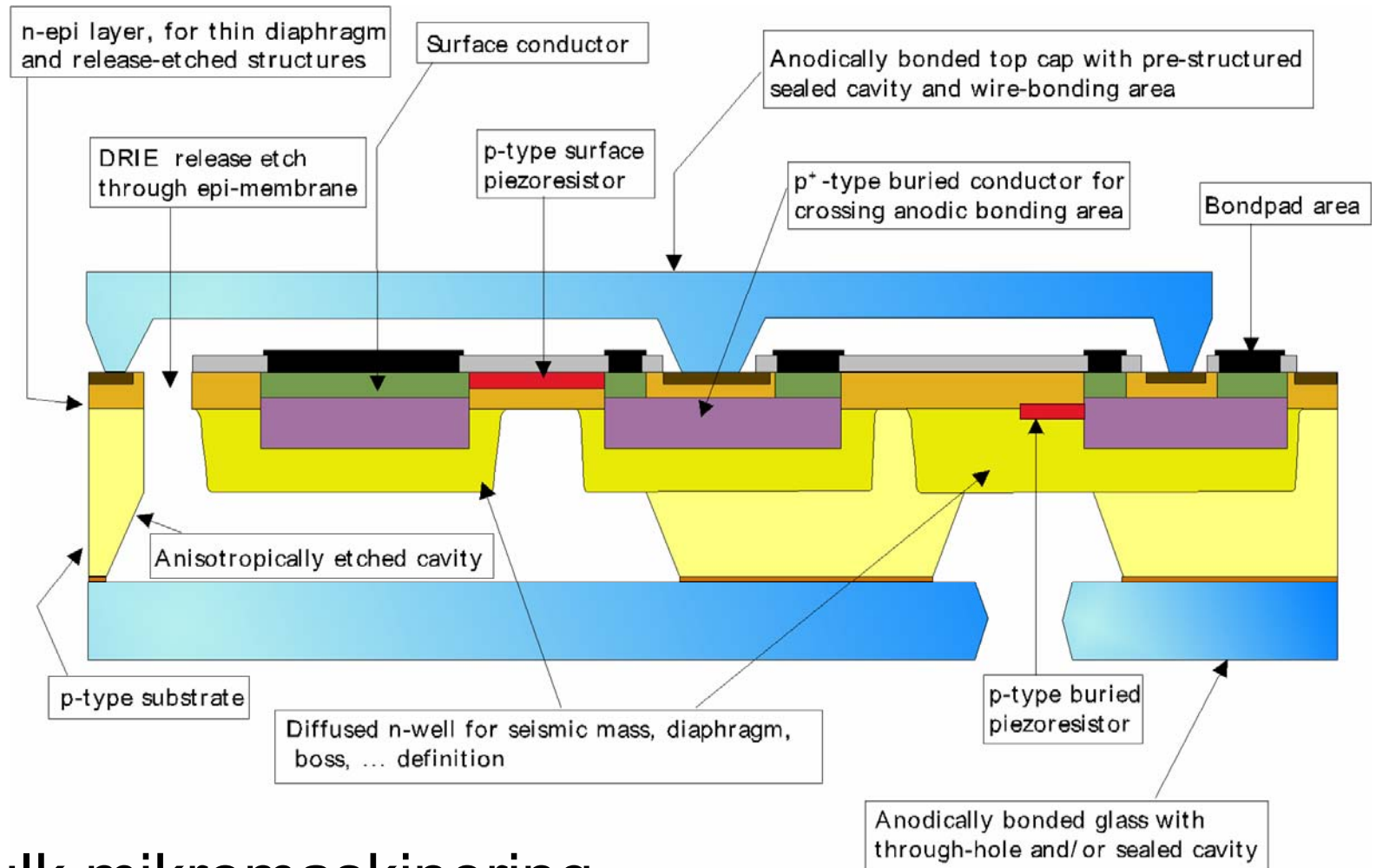
# Materialer og verktøy for å bygge (RF) MEMS

- Et passende substrat
  - Si, SOI, glass (PSG), kvarts
- Fotolitografi for å definere mønstre
- Endre materialelegenskaper ved diffusjoner
- Etse-teknikker
- Deponere tynne eller tykke lag ("filmer")
  - Ledere: Al, Cu
  - Halvledere: Si, polySi
  - Isolatorer: SiO<sub>2</sub>, Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>
  - Polymerer (organisk)
- Bonde-teknikker

# 2 hovedtyper

- **"Bulk"** mikromaskinering
  - Diffusjoner og selektiv etsing av mønstre i det underliggende substrat
- **"Surface"** mikromaskinering
  - Legge til lag
    - Strukturelle lag
    - Offer-lag (**sacrificial layers**) = "avstands-lag"
  - Selektiv etsing av strukturelle lag
  - Fjerning av offer-lag

# MultiMEMS fra SensoNOR



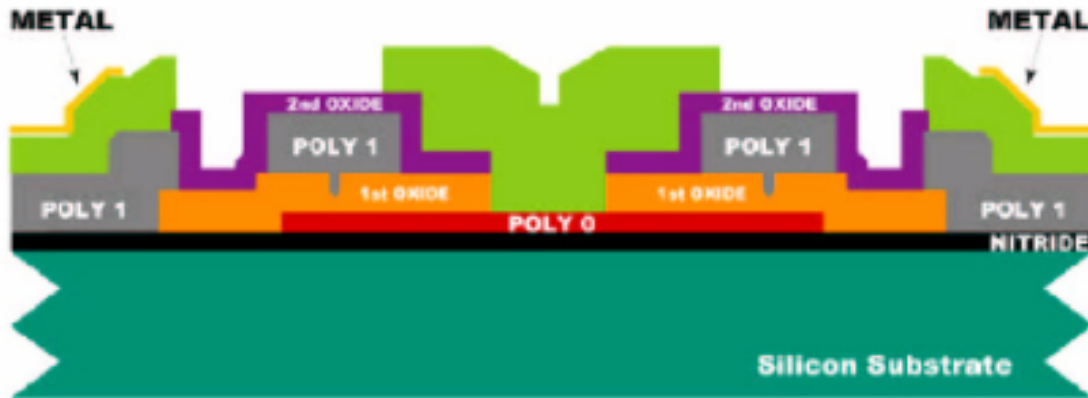
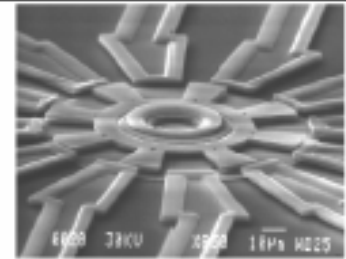
Bulk mikromaskinering

# Bulk mikromaskinering

- Mest moden teknologi
- Kraftig etsing av substratet → membraner
  - Ofte fra baksiden (våt-etsing, væske)
  - Tørr-etsing fra forsiden
- Typiske eksempler
  - Trykk-sensor, Si-ventiler, aksellerometer
- Wafer-bonding teknikker er nødvendig i tillegg
  - Sette sammen hele skiver (wafere)

# Surface mikromaskinering

## MUMPS Micromotor



EE C245

U. Srinivasan

6

# Overflate mikromaskinering

- + Kan lage strukturer med mindre dimensjoner enn bulk mikromaskinering
- + Muliggjør integrasjon med IC-komponenter
- ÷ Små "masser" kan være utilstrekkelig for enkelte anvendelser (aksellerometere)
- Strukturelle lag må ha
  - Ønskede fysiske og kjemiske egenskaper
  - Egnede **mekaniske** egenskaper
    - Stress: problemet er ofte ulikt stress i nabo-filmer
    - Holdbarhet
- Offer-lag ("sacrificial layer")
  - Må kunne fjernes effektivt
    - Unngå "stiction"

# Additive prosesstrinn

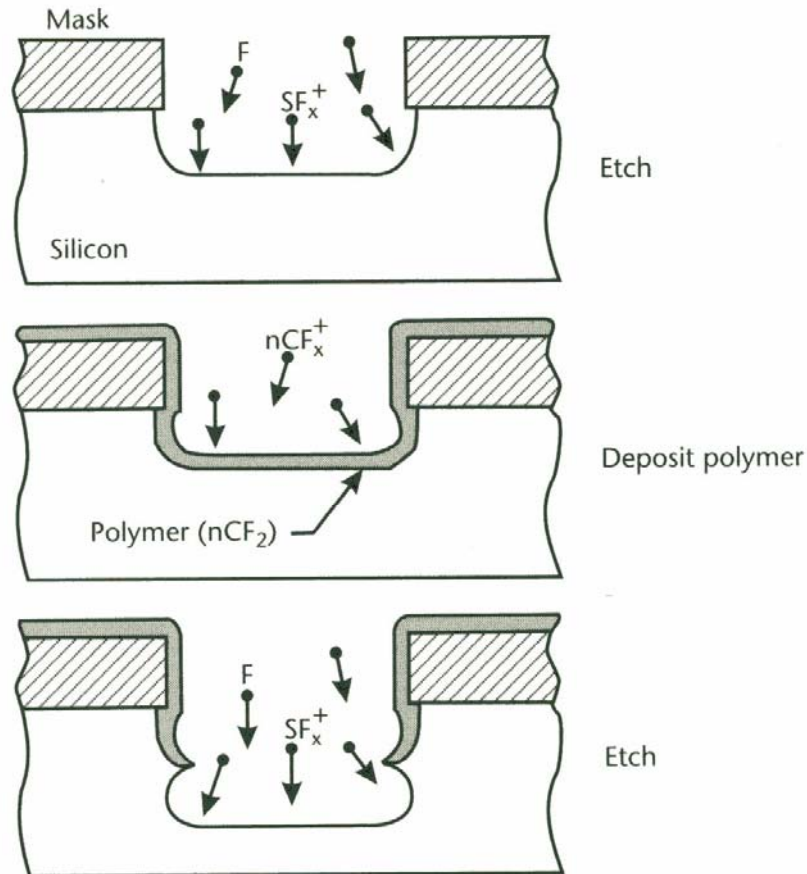
- Dannelse av filmer på overflaten av substrat
  - **Structural layers**
  - **Sacrificial layers ("spacers")**
- Teknikker
  - Epitaksiell groing
  - Oksidering av Si
  - Fordamping
  - Chemical Vapor Deposition, CVD
  - Sputtering
  - Støping



# Etsing

- Våt-etsing
  - Isotrop eller **anisotrop**, HF
- Tørr-etsing
  - **RIE** – **Reactive Ion Etching**
    - Bombardement av Si-overflaten med høyenergi-ioner
    - Stråleretning gir anisotropi
    - Høye etsehastigheter
  - **DRIE** – **Deep Reactive Ion Etching** (1995-)
    - Vertikal etsing
    - Kan etse dype hull ( $> 500 \mu\text{m}$ ) med tilnærmet vertikale sidevegger
    - **Bosch-metoden**

# Bosch-process



**Figure 3.12** Profile of a DRIE trench using the Bosch process. The process cycles between an etch step using  $SF_6$  gas and a polymer deposition step using  $C_4F_8$ . The polymer protects the sidewalls from etching by the reactive fluorine radicals. The scalloping effect of the etch is exaggerated.

# Residual Stress in Thin Films

- Residual film stress
  - Microstructure
  - Thermal mismatch



- Compressive vs. tensile stress



Under **compressive stress**, film wants to expand. Constrained to substrate, bends it in convex way.



Under **tensile stress**, film wants to shrink. Constrained to substrate, bends it in concave way.

# Oversikt

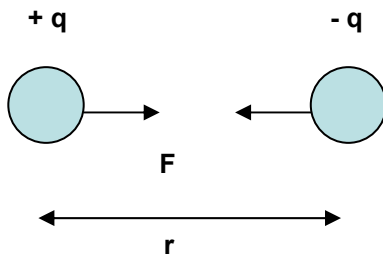
- Motivasjon
- Mikromaskinering
- **Modellering**
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Metoder for å modellere RF MEMS

- Enkle **matematiske modeller**
  - → Eksempel fra parallell plate kondensator
- Konvertering til **elektriske ekvivalenter**
  - Samvirke mellom ulike energi-domener
  - Typisk eks.: mekanisk resonator
- Analyse ved Finite Element Methods, **FEM**
  - F.eks. ved Coventor, ANSYS

# Elektrostatikk

Elektrisk kraft mellom ladninger: **Coulombs lov**



$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{q_1 q_2}{r^2}$$

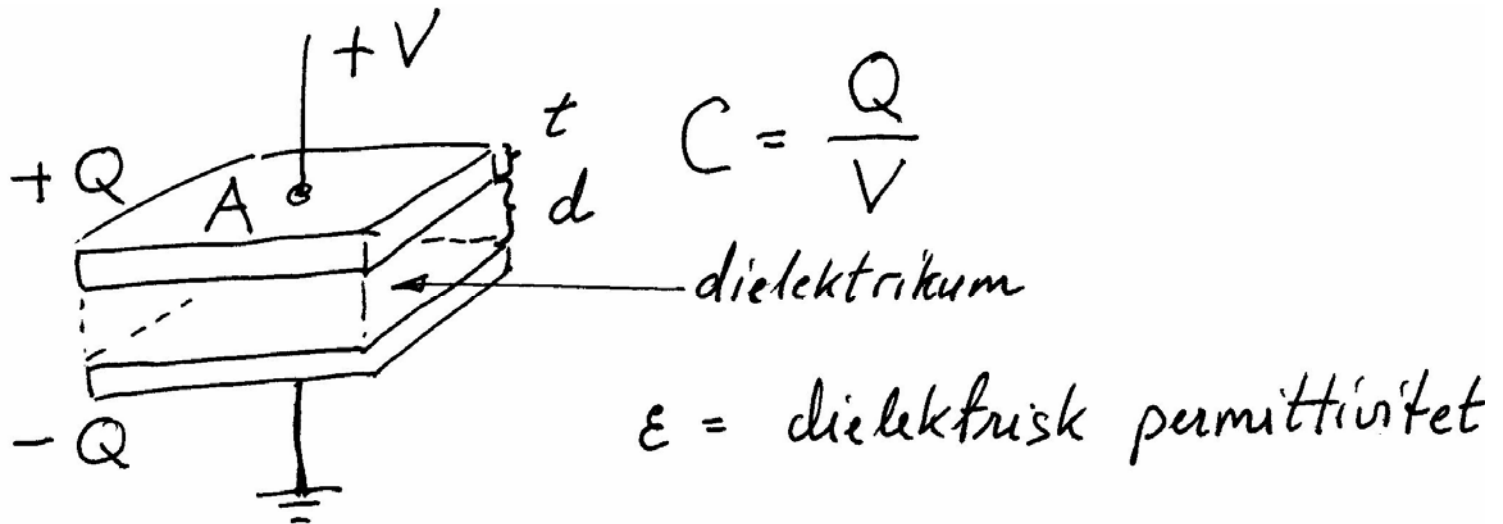
**Elektrisk felt** = kraft pr. enhetsladning  $\bar{E} = \frac{\bar{F}}{q_0}$

**Arbeid** utført av en kraft = endring i potensial-energi  $W_{a \rightarrow b} = \int_a^b \bar{F} \cdot d\bar{l} = U_a - U_b$

**Potensial, V** = potensial-energi pr. enhetsladning  $V = \frac{U}{q_0}$

**Spenning** = potensial-differansen  $V_a - V_b = \int_a^b \bar{E} \cdot d\bar{l}$

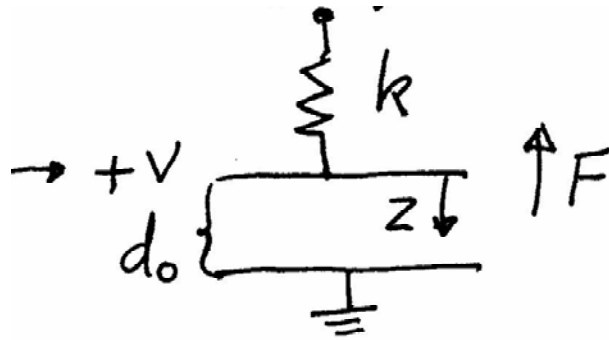
# Parallell plate kondensator



Tiltrekningskraft mellom platene

$$F = -\frac{\partial U}{\partial d} = -\frac{\partial}{\partial d} \left( \frac{\epsilon A}{2d} V^2 \right) = \frac{\epsilon A V^2}{2d^2}$$

# Kreftene balanserer



$k$  = fjærkonstant

$$F_{\text{spring}} = k \cdot x$$

tøyning utfra likevekt

$d_0$  = gap ved 0V og null fjærutstrekning

$$d = d_0 - z$$

$$z = d_0 - d$$

Kraft på øvre plate ved  $V$  og  $d$ :

$$F_{\text{net}} = - \frac{\epsilon A V^2}{2 d^2} + k (d_0 - d) = 0 \text{ ved likevekt}$$



# Pull-in

$$F_{net} = 0$$

$$\frac{\epsilon A V_{PI}^2}{2 d_{PI}^2} = k (d_0 - d_{PI})$$

↑  
=  $\frac{\epsilon A V_{PI}^2}{d_{PI}^3}$

Pull-in oppstår når:

$$d_{PI} = \frac{2}{3} d_0$$

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8 k d_0^3}{27 \epsilon A}}$$

# Energi-domener, analogier

- Det eksisterer ulike energi-domener
  - Elektrisk, elastisk, termisk, for væsker etc.
- ***For hvert energidomene er det mulig å definere et sett konjugerte **power-variable** (**effort, flow**) som kan brukes som basis for en diskret-komponent modellering (lumped modelling) med krets-elementer som er ekvivalente***
- Tabell 5.1 Senturia ->

# Eks. på konjugerte power variable

Energy Domain	Effort	Flow	Momentum	Displacement
Mechanical translation	Force $F$	Velocity $\dot{x}, v$	Momentum $p$	Position $x$
Fixed-axis rotation	Torque $\tau$	Angular velocity $\omega$	Angular momentum $J$	Angle $\theta$
Electric circuits	Voltage $V, v$	Current $I, i$	...	Charge $Q$
Magnetic circuits	Magnetomotive force MMF	Flux rate $\dot{\phi}$	...	Flux $\phi$
Incompressible fluid flow	Pressure $P$	Volumetric flow $Q$	Pressure momentum $\Gamma$	Volume $V$
Thermal	Temperature $T$	Entropy flow rate $\dot{S}$	...	Entropy $S$

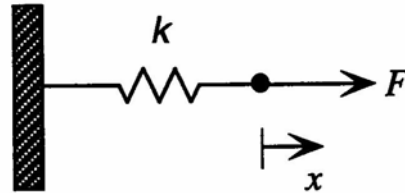
# Konvensjoner, forts.

- **Senturia** og **Tilmans** holder seg til  $e \rightarrow V$  – konvensjonen

$$\begin{array}{lcl} e = F \text{ (kraft)} & \text{ltvare} & V \\ f = v \text{ (hastighet)} & \text{---} & I \\ \varphi = x \text{ (posisjon)} & \text{---} & Q \end{array}$$

H. Tilmans, Equivalent circuit representation of electromagnetical transducers:  
I. Lumped-parameter systems, J. Micromech. Microeng., Vol. 6, pp 157-176, 1996

# Mekanisk fjær



Hook's lov:  $F = k \cdot x$

Lagret energi:  $W(x_1) = \int_0^{x_1} F(x)dx = \frac{1}{2}kx_1^2$  (5.18)

Sammenlign med kondensator  $W(Q) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C} \cdot Q^2$

$Q$  displacement

$x_1$  displacement

→ 1/C tilsvarer k

# Analogi mellom m og L

$$W^*(f_1) = W^*(I_1) = \int_0^{I_1} L \cdot I \cdot dI = \frac{1}{2} L I_1^2$$

Sammenlign med:  $W^*(v_1) = \frac{1}{2} m v_1^2$

$$I_1 = \text{flow}$$

$$v_1 = \text{---}$$

L tilsvarer m

**m = L** "inertance"

Mekanisk "inertance" (treghet) = masse m  
har analogi til induktans L

# Direkte omforming

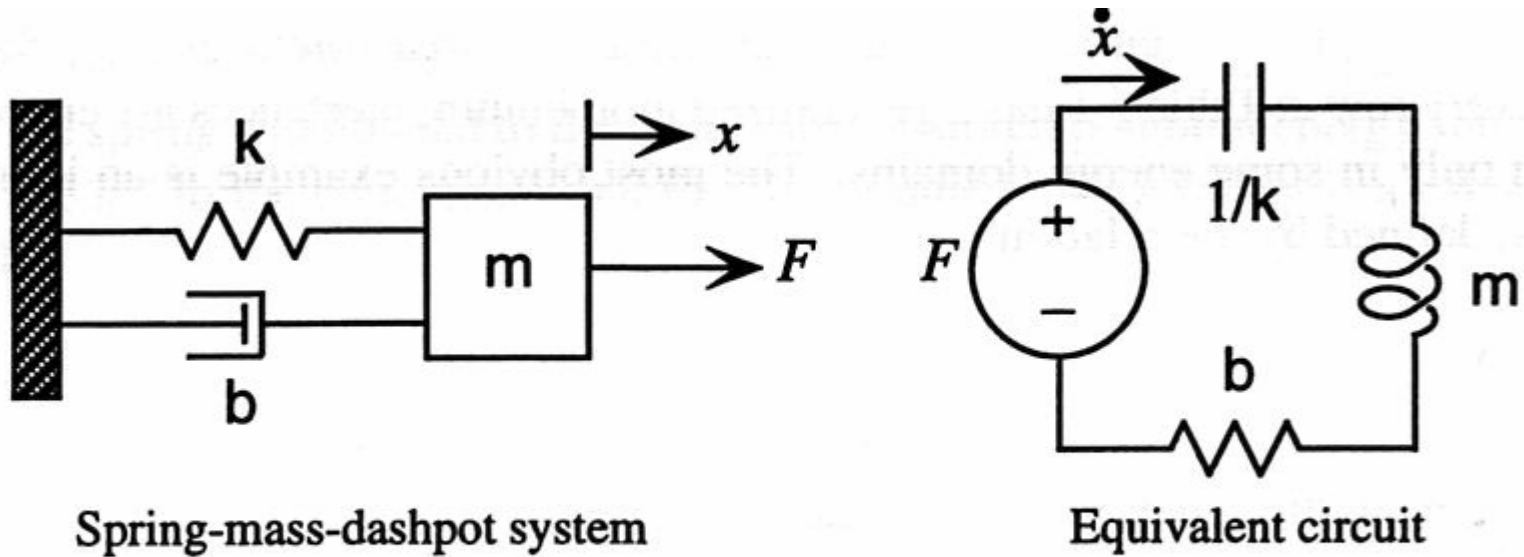
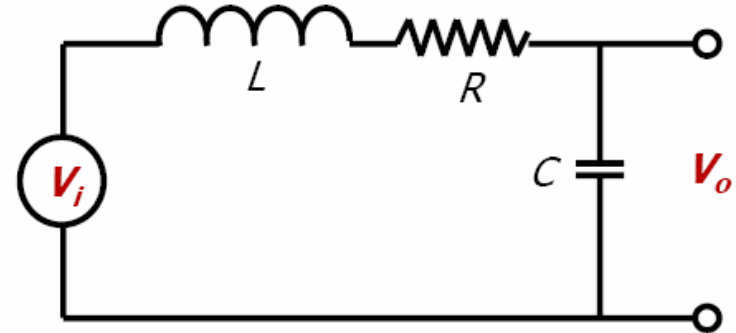
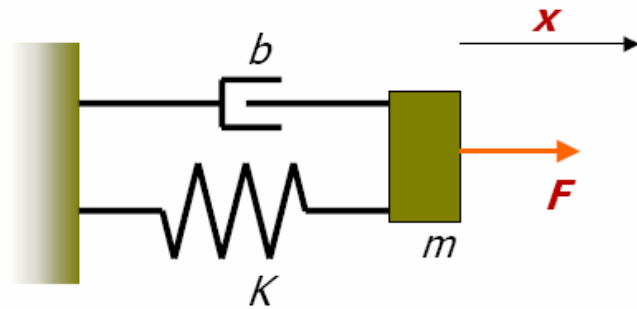


Figure 5.9. Translating mechanical to electrical representations.

# Mechanical / Electrical Systems



Input : external force  $F$

Output : displacement  $x$

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + Kx(t) = F$$

$m$  mass,  $b$  damping,  $K$  stiffness

Transfer function :

$$H(s) = \frac{x}{F} = \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{K}{m}}$$

Input : voltage  $V_i$

Output : voltage  $V_o$

$$L\ddot{q}(t) + R\dot{q}(t) + \frac{1}{C}q(t) = V_i$$

$L$  induct.,  $R$  resist.,  $C$  capacit.

Transfer function :

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}$$



# Resonators

- Analogy between mechanical and electrical system:
  - Mass  $m$  - inductivity  $L$
  - Spring  $K$  - capacitance  $C$
  - Damping  $b$  - resistance  $R$  (depending where  $R$  is placed in circuit)
- Solution to 2nd order differential equation:

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \text{ natural frequency}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{m}} \text{ mechanical system, } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \text{ electrical system}$$

$$Q \text{ quality factor}$$

# Interaksjon mellom energidomener

- **Linearisere** generelt 2-port element
- Bruk av transformator og gyrator (**tapsfrie!**)

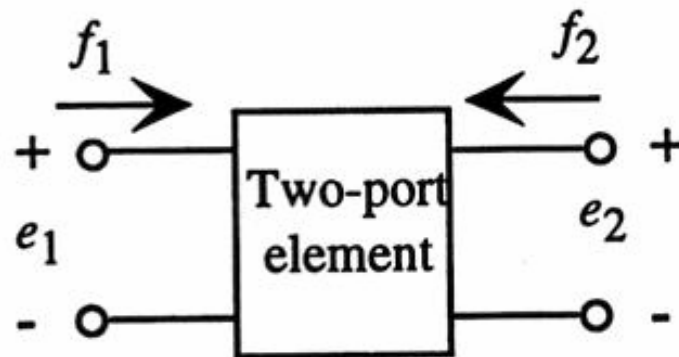
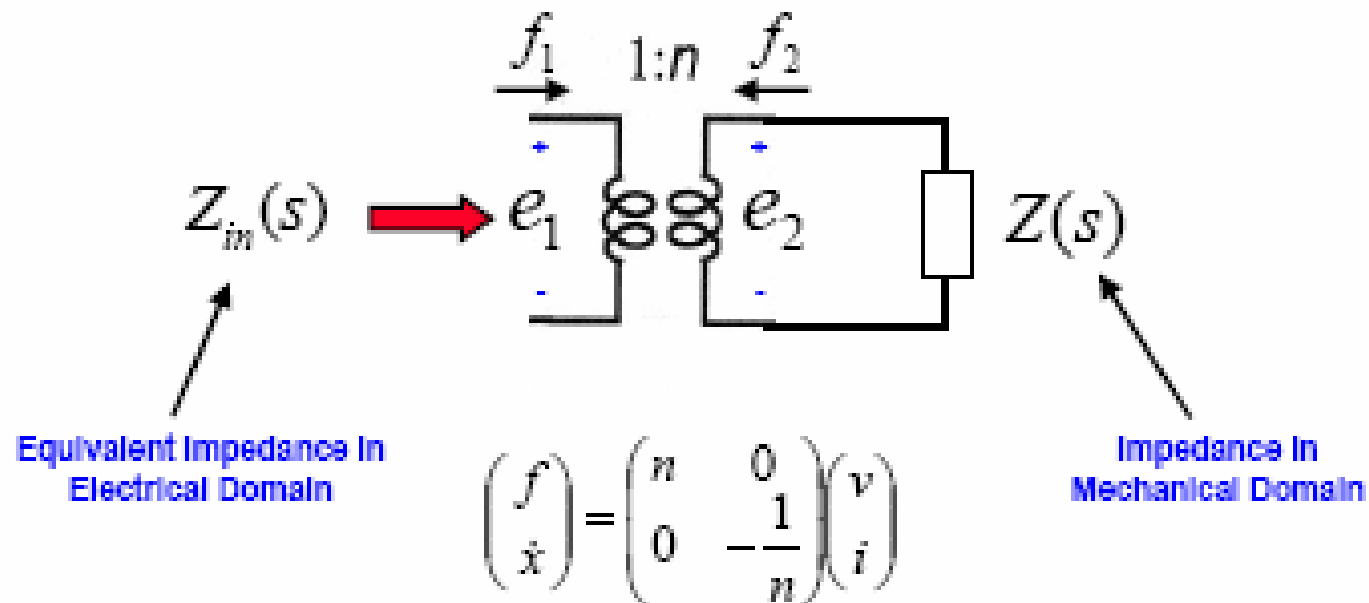


Figure 5.11. General two-port element.

$$e_1 f_1 + e_2 f_2 = 0$$

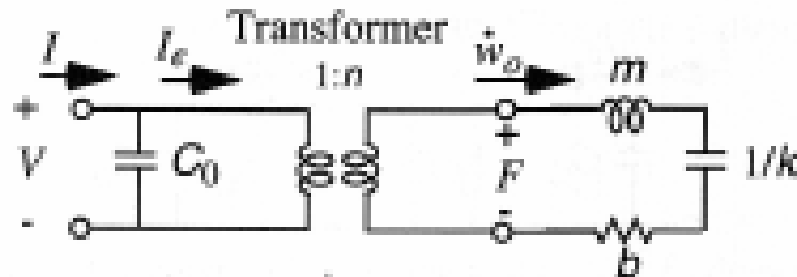
(5.41)

## Impedance Transformation

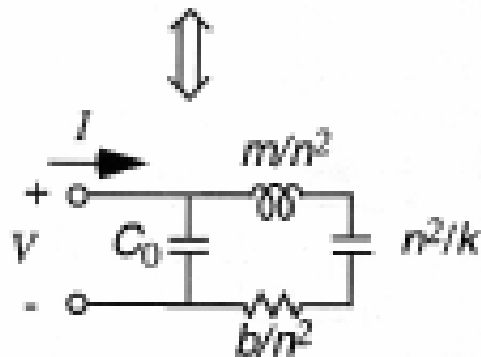


$$Z_{in}(s) = \frac{1}{n^2} Z(s)$$

# Small Signal Equivalent Circuit of Microresonators



Electrical Domain ↔ Mechanical Domain



Unit of  $n^2/k$  is Farad

$$n = V_{dc} \frac{\partial C}{\partial x}$$

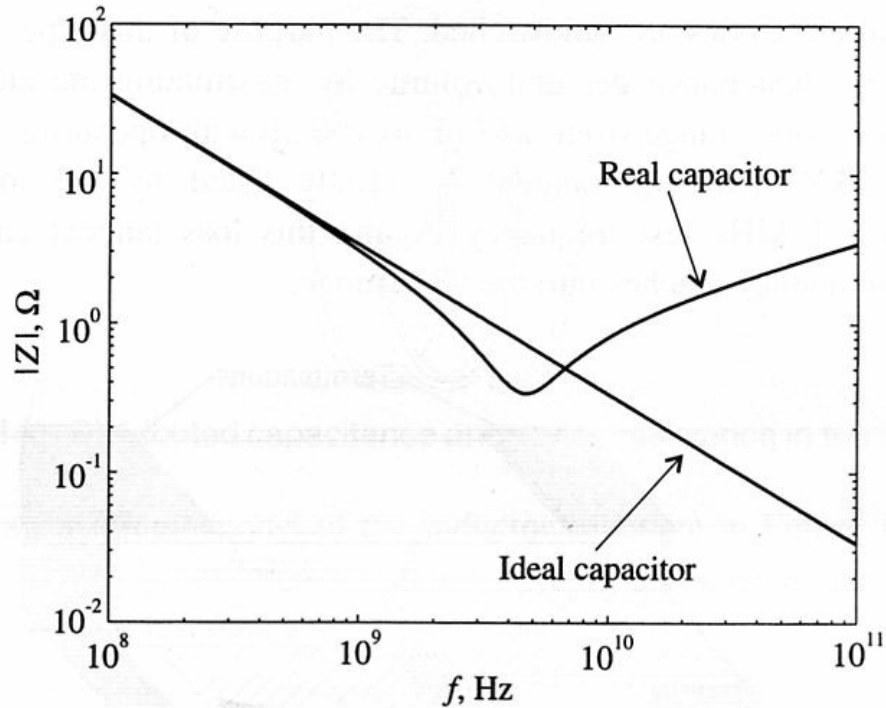
# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- **Spesielle forhold ved RF systemer**
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# RF systemer

- Frekvens og bølgelengde
  - I vakuum:  $\lambda * f = c$ 
    - Økende frekvens -> minkende bølgelengde
  - Ved høye frekvenser (RF) er bølgelengden sammenlignbar med kretsdimensjonene
- Nye ekvivalentskjemaer for R, C og L
  - Impedans er avhengig av frekvens
- Må ta hensyn til ”**skin depth**”
- Bruk av **transmisjonslinje**, TL

# Impedans for en kondensator som funksjon av $f$



**Figure 1-12** Absolute value of the capacitor impedance as a function of frequency.

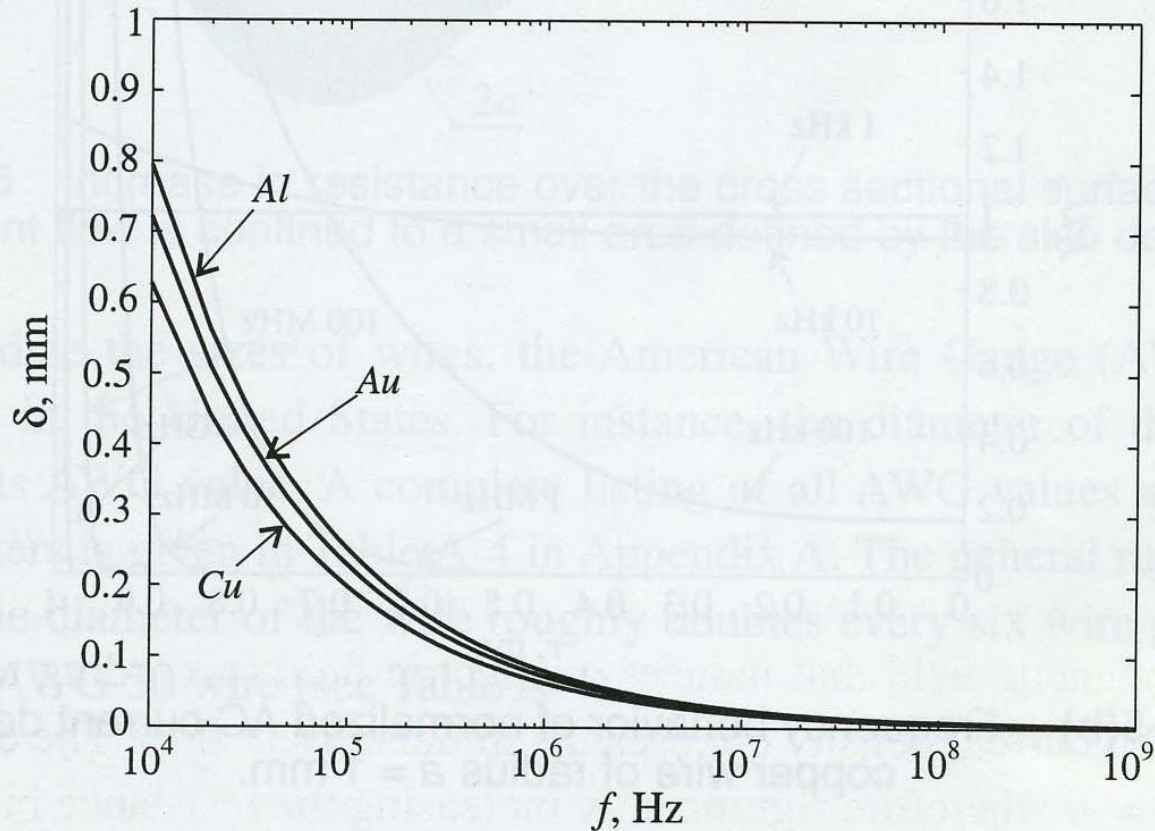
# "Skin depth"

- Motstanden R øker mot sentrum av lederen
  - Strømmen flyter i **ytterkantene** ved økende frekvens
  - Formel: "skin-depth" ->
    - Betegner reduksjon i strømtettheten til 1/e
- Hva betyr denne effekten i praksis? ->

$$\delta = (\pi f \mu \sigma_{\text{cond}})^{-1/2}$$



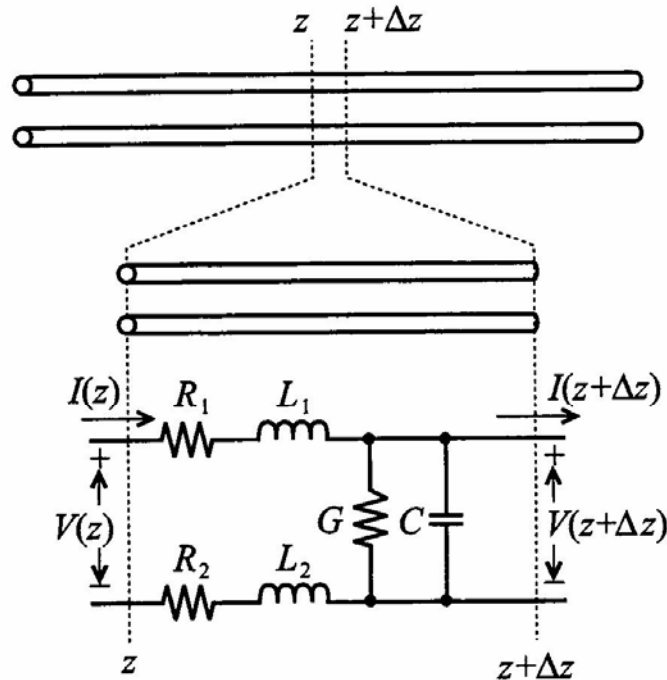
# "Skin-depth"



**Figure 1-4** Skin depth behavior of copper  $\sigma_{Cu} = 64.516 \times 10^6$  S/m, aluminum  $\sigma_{Al} = 40.0 \times 10^6$  S/m, and gold  $\sigma_{Au} = 48.544 \times 10^6$  S/m.

# Transmisjonslinje

- En RF-leder kan modelleres som en transmisjonslinje: → **Kirchhoffs lover**



**Figure 2-3** Partitioning an electric line into small elements  $\Delta z$  over which Kirchhoff's laws of constant voltage and current can be applied.

# Løsning: 2 bølger

- Løsningen er bølger i **positiv** og **negativ** retning

$$V(z) = V^+ e^{-kz} + V^- e^{+kz} \quad (2.34)$$

$$I(z) = I^+ e^{-kz} + I^- e^{+kz} \quad (2.35)$$

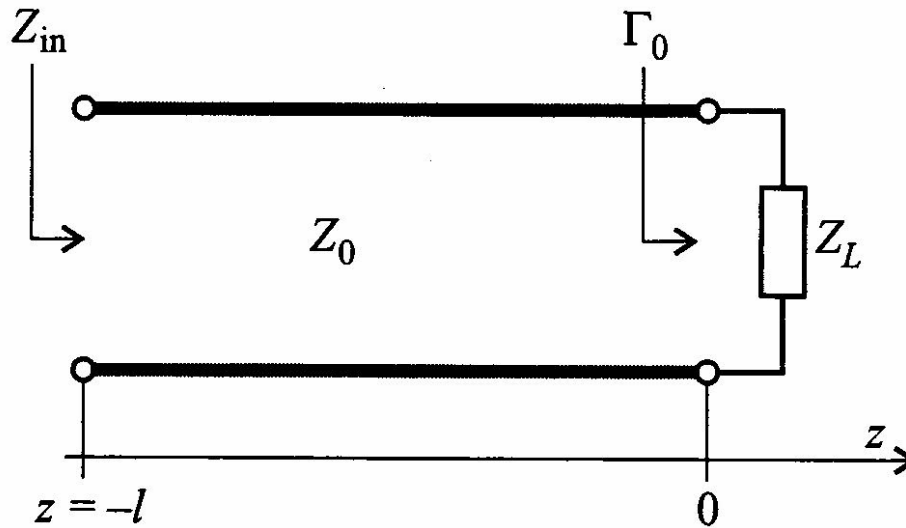
$$I(z) = \frac{k}{(R + j\omega L)} (V^+ e^{-kz} - V^- e^{+kz}) \quad (2.36) \quad (\text{Jmfr.2.27})$$

**Karakteristisk linje-impedans:**  $Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = -\frac{V^-}{I^-}$

$$Z_0 = \frac{(R + j\omega L)}{k} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (2.37)$$

# Impedans ved **tapsfri** transmisjonslinje

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$



**Figure 2-23** Terminated transmission line at location  $z = 0$ .

# Ulike termineringer

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

## Åpen linje

→ refleksjon med lik polaritet

$$Z_L = \infty \Rightarrow \Gamma_0 = 1$$

## Kortslutning

→ refleksjon med invers polaritet

$$Z_L = 0 \Rightarrow \Gamma_0 = -1$$

Ingen refleksjon når:

$$Z_0 = Z_L \Rightarrow \Gamma_0 = 0$$

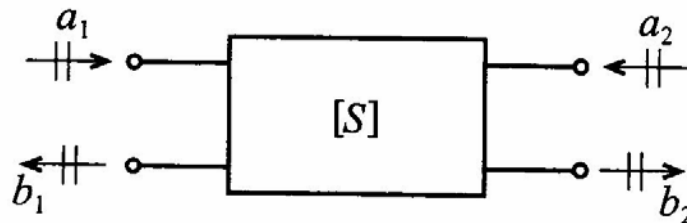
→ **"MATCHING"**

# S-parametre

- 2-port benyttes for definisjon av S-parametre
- "Power waves" defineres som

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n + Z_0 I_n) \quad (4.36a)$$

$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(V_n - Z_0 I_n) \quad (4.36b)$$



**Figure 4-14** Convention used to define S-parameters for a two-port network.

# Definisjon av S-parametrene

- Beregninger viser at effekten (power) blir:

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_n I_n^*\} = \frac{1}{2} (|a_n|^2 - |b_n|^2)$$

## S-parametre

$$\begin{Bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} \quad (4.41)$$

# Hva hver enkelt parameter betyr

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \equiv \frac{\text{reflected power wave at port 1}}{\text{incident power wave at port 1}} \quad * \quad (4.42a)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \equiv \frac{\text{transmitted power wave at port 2}}{\text{incident power wave at port 1}} \quad * \quad (4.42b)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \equiv \frac{\text{reflected power wave at port 2}}{\text{incident power wave at port 2}} \quad (4.42c)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \equiv \frac{\text{transmitted power wave at port 1}}{\text{incident power wave at port 2}} \quad (4.42d)$$



# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- **Q-faktor**
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Q-faktor

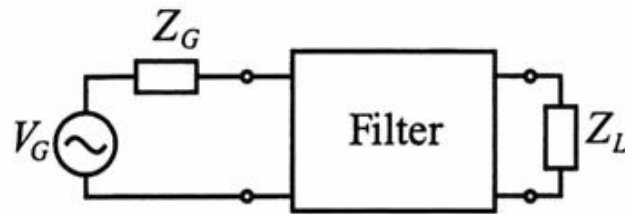
- Definisjon av **Q-faktor**

$$Q = \omega \left. \frac{\text{average stored energy}}{\text{energy loss per cycle}} \right|_{\omega = \omega_c} = \omega \left. \frac{\text{average stored energy}}{\text{power loss}} \right|_{\omega = \omega_c} = \omega \left. \frac{W_{\text{stored}}}{P_{\text{loss}}} \right|_{\omega = \omega_c} \quad (5.4)$$

- Det finnes ulike definisjoner av Q-faktor
  - Definisjonene er ekvivalente

$$Q_{LD} = \frac{f_c}{f_U^{3\text{dB}} - f_L^{3\text{dB}}} \equiv \frac{f_c}{BW^{3\text{dB}}}$$

# Unloaded – loaded Q



**Figure 5-4** Filter as a two-port network connected to an RF source and load.

$$\frac{1}{Q_{LD}} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\text{power loss in filter}}{\text{average stored energy}} \right) \Bigg|_{\omega = \omega_r} + \frac{1}{\omega} \left( \frac{\text{power loss in load}}{\text{average stored energy}} \right) \Bigg|_{\omega = \omega_r} \quad (5.5)$$

$$\frac{1}{Q_{LD}} = \frac{1}{Q_F} + \frac{1}{Q_E}$$

# Hvorfor etterstrebes høy Q-verdi?

- Q-faktor karakteriserer tap pga. effekt-dissipering i de reaktive elementene
- Q bør være størst mulig for å redusere Insertion loss
- Quality factor fundamentals (definition)

$$Q = 2\pi \frac{\text{maximum instant energy stored in circuit}}{\text{energy dissipated per cycle}}$$

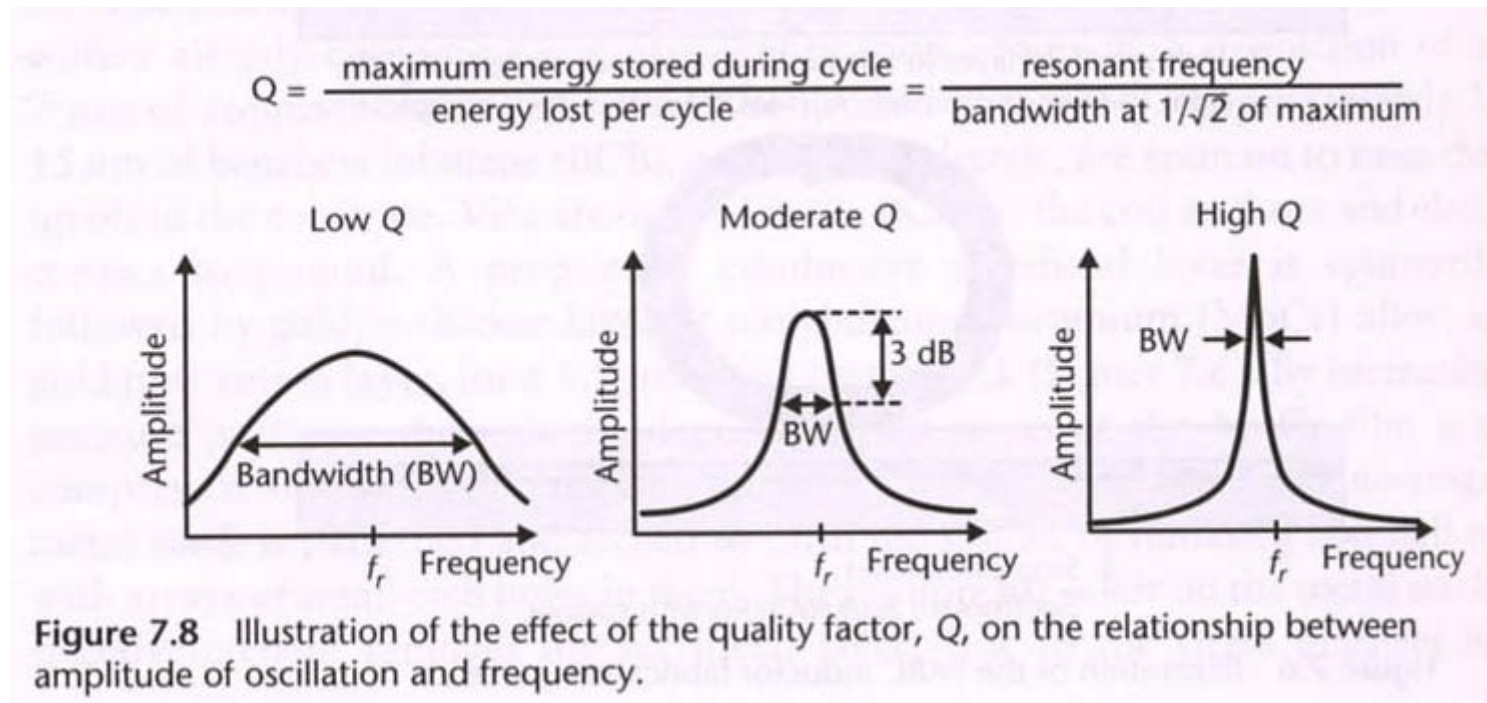
Characterize power loss due to dissipation mechanisms in reactive elements.

$$Q_{\text{Tuned Circuit}} = \frac{f_0}{B} \quad Q_{\text{Capacitor}} = \frac{\omega_0 C}{G} \quad Q_{\text{Inductor}} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Unloaded : Q (intrinsic)  
 Loses due to external load :  $Q_L$  → Insertion loss at resonance:  $IL(\text{dB}) = 20 \log \left( 1 + \frac{Q_L}{Q} \right)$

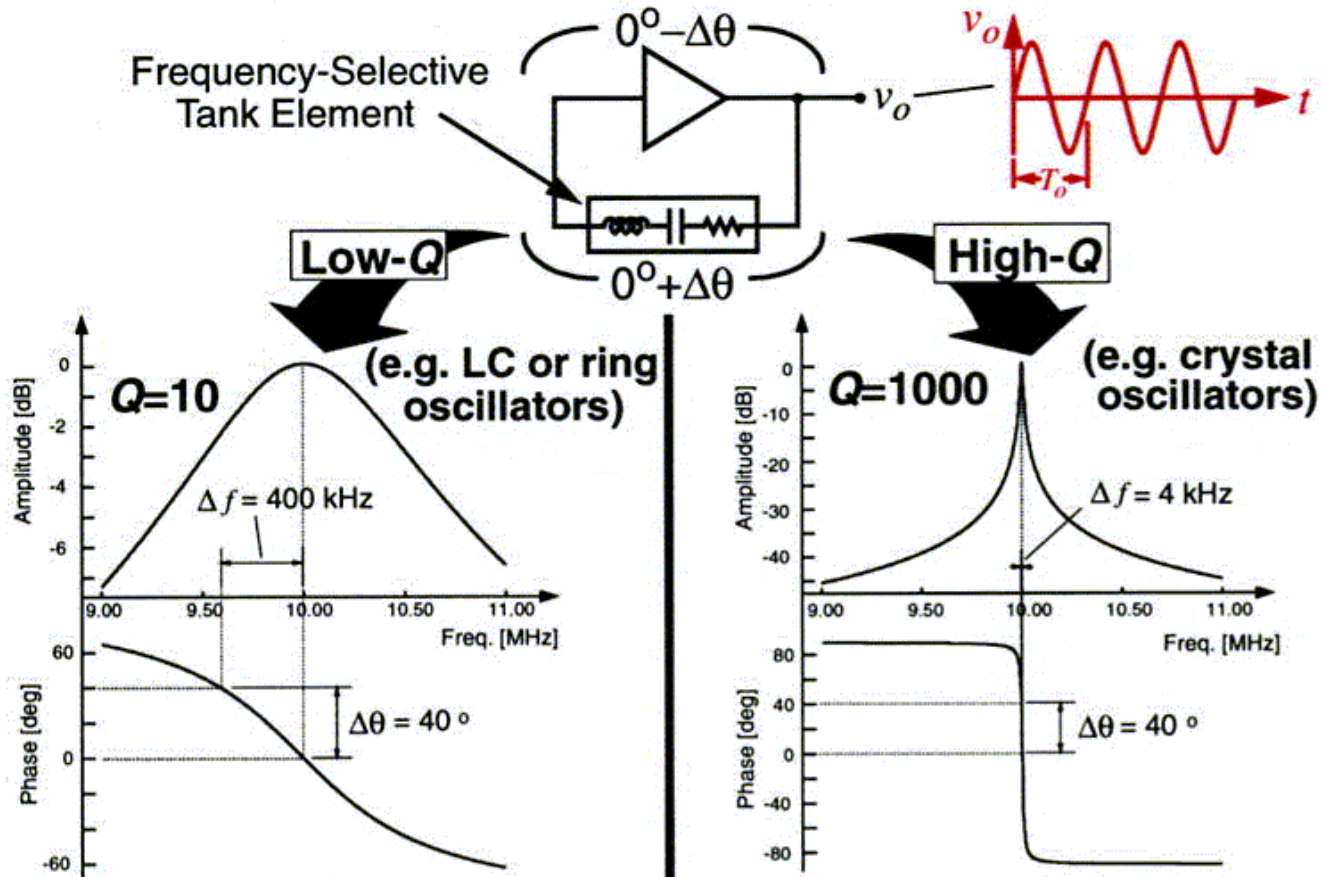
# Q-faktor i svingekretser

- Q-faktor begrenses av resistivt tap
- Høy Q gir stor respons ("displacement") ved resonansfrekvensen
  - Høyere "peak", smalere båndbredde



# Hva Q-faktoren betyr i praksis for stabilitet

## Achieving High Oscillator Stability



- High tank  $Q \Rightarrow$  high frequency stability

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modelling
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- **Transduser-prinsipper**
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Transduser-prinsipper

- **Elektrostatiske** aktuatorer
  - Krefter mellom elektriske ladninger (Coulombs lov)
  - Den vanligste typen brukt ved elektro-mekanisk energi-konvertering
  - Energi som lagres når mekanisk eller elektrisk arbeid utføres på enheten kan konverteres til en annen energi-form
  - Ofte realisert ved en **kondensator** med bevegelige plater
    - **Vertikal** bevegelse: parallell plate
    - **Horisontal** bevegelse: Kamstrukturer
  - Enkel fabrikering



# Transduser-prinsipper, forts.

- **Piezoelektriske** transdusere
  - Enkelte anisotrope krystallinske materialer forskyver ladning når de utsettes for stress → elektrisk felt
  - Tilsvarende oppstår strain (tøyning) når de utsettes for et elektrisk felt
  - Eks. PZT (lead zirconate titanates) – keramisk materiale
- *(Electrostrictive transdusere*
  - *Mekanisk deformasjon ved elektrisk felt*
- *Magnetostrictive transdusere*
  - *Deformasjon ved magnetfelt)*

# Transduser-prinsipper, forts.

- **Elektromagnetiske** transdusere
  - Magnetisk spole trekker på elementet
- **Elektrotermiske** aktuatorer
  - Ulik termisk ekspansjon på ulike steder pga. temperaturforskjeller
    - Store utbøyninger kan oppnås
    - Langsomme

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- **RF MEMS komponenter**
  - **Svitsjer**
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Fordeler og typiske trekk ved RF MEMS svitsjer

FSRM

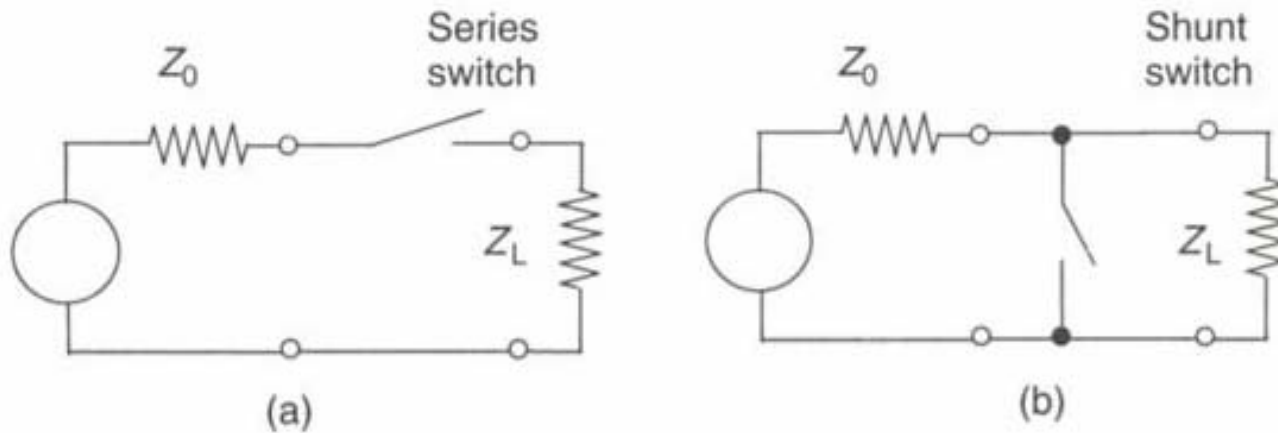


## RF MEMS switch: key advantages and issues

- + • **Ultra low power** consumption: 10-100nW
- + • **Ultra-high isolation** → airgap: low state C ~fF, 0.1-40GHz
- + • **Low insertion loss** → ~ -0.1dB, 0.1-40GHz
- + • **Practically no intermodulation**: very linear
- + • **Low cost** ~ simple technology, integrable with RF ICs  
(problem → cost & performance of the full packaged structure)
  
- • **Speed limited** by mechanical nature: 1-100μs
- • **Power handling limited**: <100mW
- • **Reliability**: limited (today) ~10<sup>9</sup>-10<sup>10</sup> cycles  
no reliable switch to handle ~few Watts
- • **Packaging**: needs inert ambient & low humidity & **low cost**

49

# Grunnleggende svitsje-konfigurasjoner



# Grunnleggende svitsjestrukturer

- **Serie-svitsj**

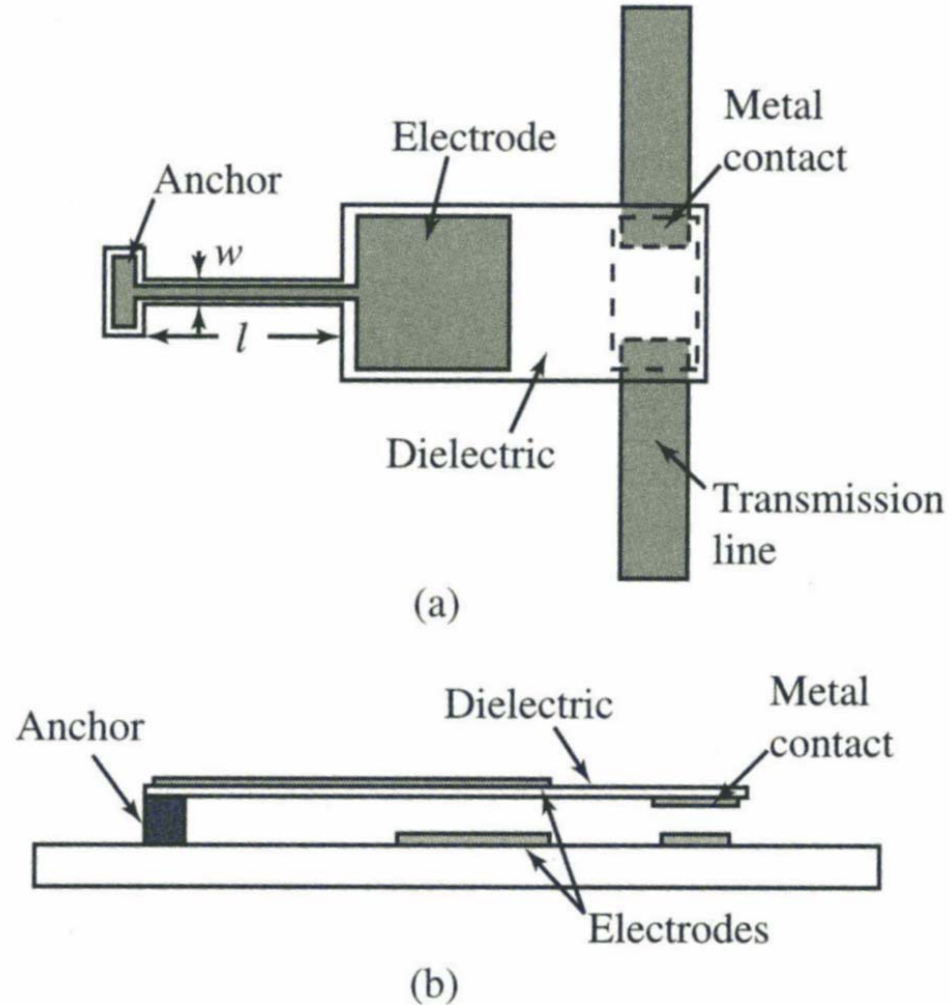
- Kontakt-svitsj (relé) \*
- Cantilever beam
- Kapasitiv (kontaktløs) svitsj
- RF-signaler forplantes gjennom C (  $Z=1/j\omega C$  )
  - Avhengig av verdien av C

- **Shunt-svitsj**

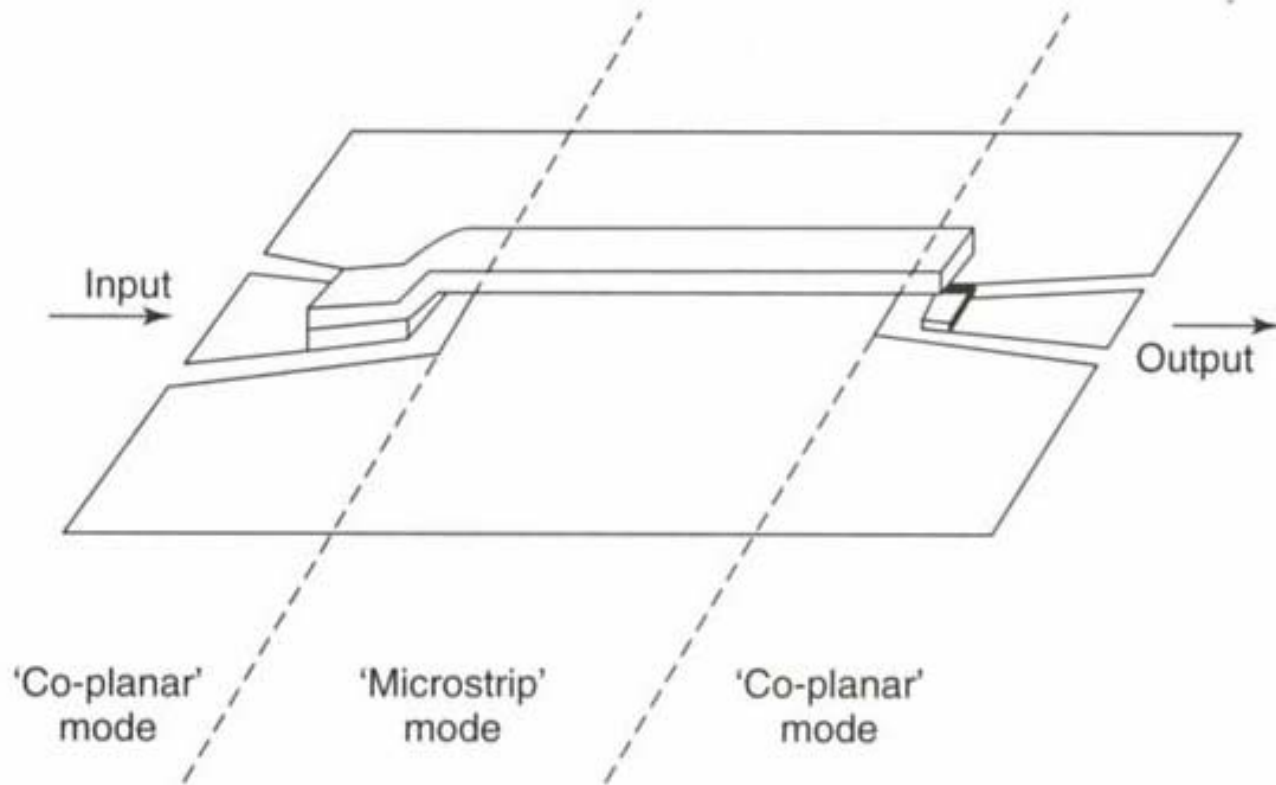
- Shunt kapasitiv svitsj \*
- clamped-clamped beam (c-c beam)
- Shunt kontakt-svitsj

\* mest vanlig

# Serie svitsj, eks.1

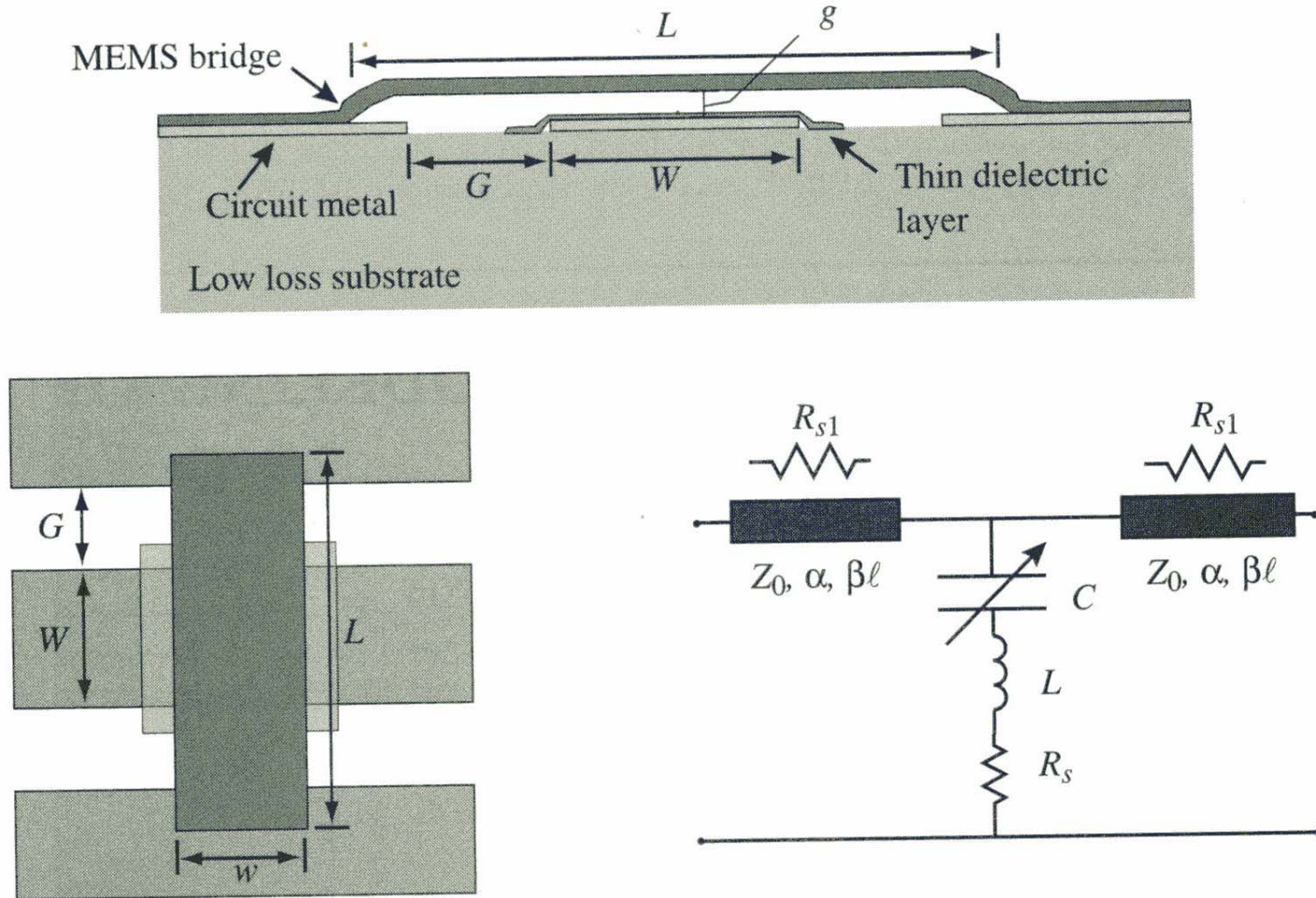


# Serie svitsj, eks.2





# Typisk shunt svitsj



**Figure 4.1.** Illustration of a typical MEMS shunt switch shown in cross section and plan view. The equivalent circuit is also shown [6] (Copyright IEEE).

# Elektromekanisk design av RF MEMS svitsj

- Elektromekanisk operasjon

- Virkemåten baserer seg på pull-in effekten

- Karakteristika ved pull-in

- Membran/bjelke slår ned ved 1/3 av gapet

- Pull-in spenning:

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8K}{27\epsilon_0 W w}} g_0^3$$

- Def av parametre:

- K fjærens elastiske konstant

- $g_0$  initielt gap

- $A=W*w$  = overlappings-arealet

# Drøfting av designparametre

- $V_{PI}$ 
  - Bør være lav for CMOS spenningskompatibilitet
- $A=W*w$ 
  - Bør være stor. Begrenser seg pga krav om kompakthet
- $g_0$ 
  - Bør være lav. Avhengig av ytelse (yield) ved fremstilling. Verdi må vurderes opp mot RF-ytelse (return loss (=tap ved refleksjon), isolasjon)
- $K$ 
  - Mest effekt når lav (myk). Kan tilpasses ved utforming av opphengs-armene (mekanisk design)

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8K}{27\epsilon_0 W w} g_0^3}$$

# Axial Stress And Strain

**Stress:** force applied to surface

$$\sigma = F/A$$

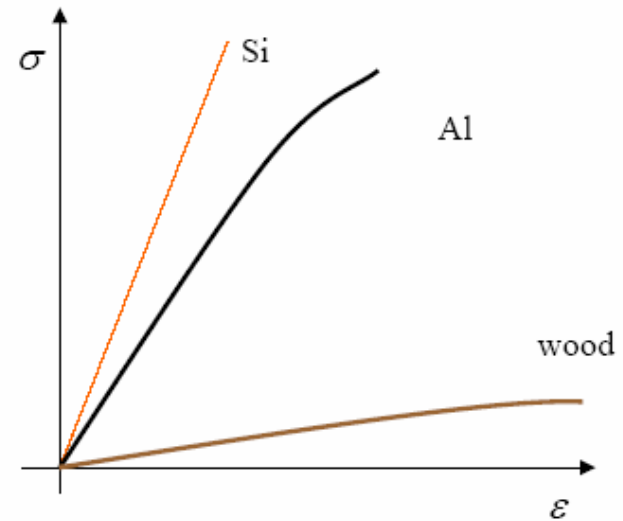
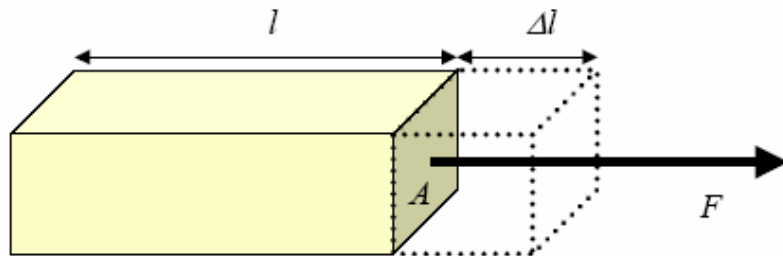
measured in  $\text{N/m}^2$  or Pa

compressive or tensile

**Strain:** ratio of deformation to length

$$\varepsilon = \Delta l / l$$

measured in %, ppm, or microstrain



**Young's Modulus:**

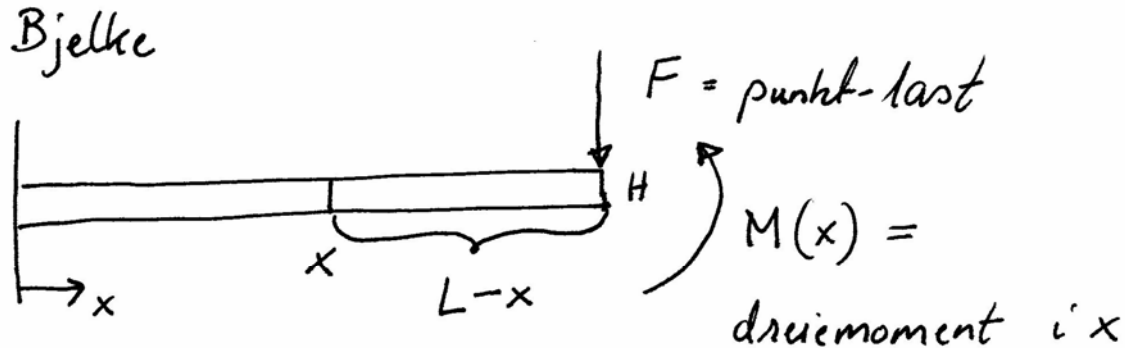
$$E = \sigma / \varepsilon$$

**Hooke's Law:**

$$K = F / \Delta l = E A / l$$

# Utbøyning av bjelke (beam)

- Anta at systemet kan approksimeres ved at:
  - aktiveringselektroden ikke bøyer seg
  - det elektrostatiske draget  $F$  betraktes som en konsentrert kraft i enden av den fleksible bjelken med lengde  $L$



$w(x) = \text{displacement}$

$W = \text{bredde}$

Bjelke ligning

$$\frac{d^2 w}{dx^2} = - \frac{M}{E \cdot I}$$

$$I = \frac{1}{12} W \cdot H^3$$

# Utbøyning av bjelke

$$w(x) = \frac{FL}{2EI} x^2 \left(1 - \frac{x}{3L}\right)$$

Max. utbøyning ved  $x=L$

$$w(L) = \frac{L^3}{3EI} \cdot F$$

Sammenlign med

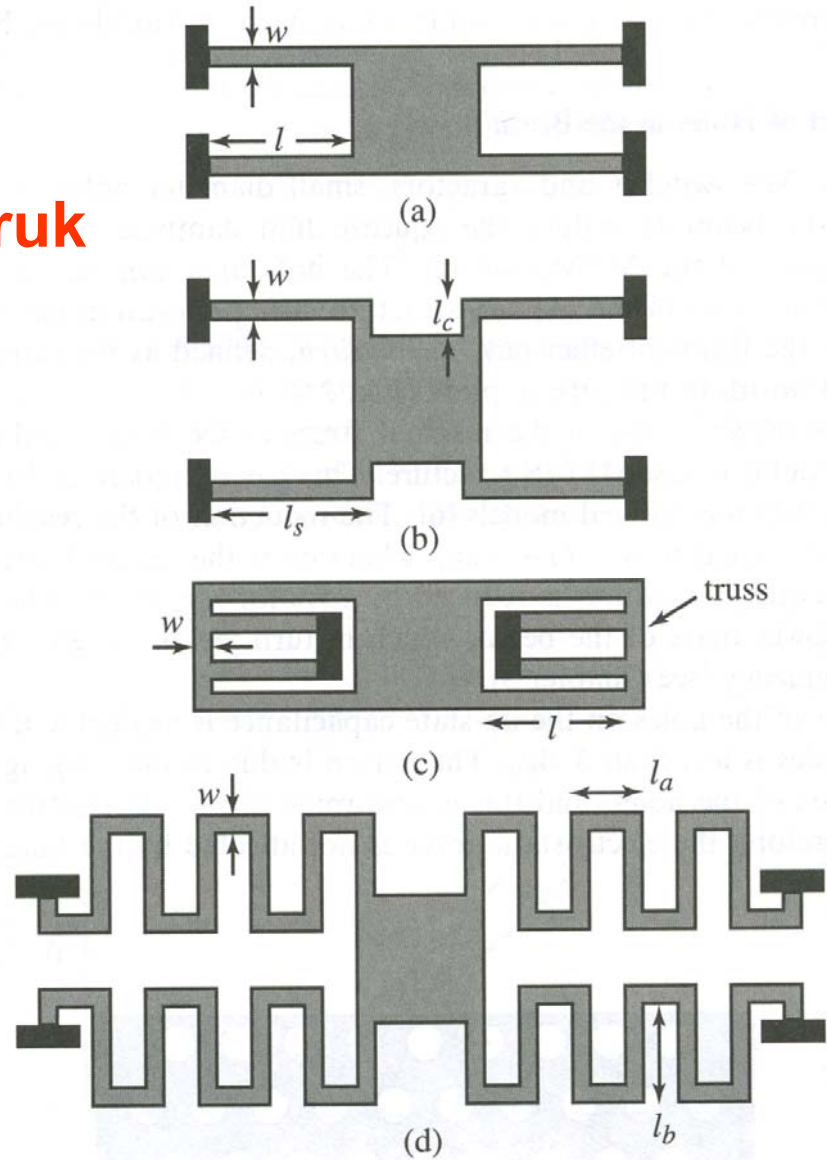
$$F = k_{\text{cantilever}} \cdot \underbrace{\Delta W}_{w_{\text{max}}}$$

$$k_{\text{cantilever}} = \frac{F}{w(L)} = \frac{3EI}{L^3} = \frac{1}{4} E \cdot W \left(\frac{H}{L}\right)^3$$

**16 for c-c beam**

# Foldede oppheng

Gir lav K ved lite areal-forbruk



# Svitsjehastighet og demping

- Svitsjehastigheten er avhengig av **demping**
  - Luft, gass må skyves vekk
  - **”squeezed-film damping”**
  - Modellering fra væske-mekanikk
- Hvordan redusere demping?
  - Operere i **vakuum**
    - Hermetisk kapslede pakker
  - Lage **hull i membran**
    - Perforert membran



# Svitsje-hastighet

- Svitsje-hastigheten avhenger sterkt av Q-faktor og påtrykt spenning,  $V_s$ 
  - Jo mindre demping, dess høyere Q-faktor
    - → økt svitsjehastighet
  - Systemet er **dempings-begrenset** ved  $Q \leq 0.5$  [Castaner and Senturia]
  - $V_s = \text{konst} * V_{pi}$  (pull-in) = (aktiverings-spenning)
  - Jo høyere spenning, dess sterkere elektrostatiske kraft
    - → økt svitsjehastighet

# Svitsje-hastighet, liten damping

Elektrostatisk kraft

$$F = \frac{\epsilon_0 A V^2}{2g^2}$$

**Aksellerasjonsbegrenset** svitsj ( $b \sim 0$ )

$$m \frac{d^2 w}{dt^2} + k \cdot w = - \frac{\epsilon_0 A V^2}{2g_0^2} \quad (Q \geq 2)$$

Anvend spenning  $V_s = k_{\text{ant}} \times V_{Pi}$

Svitsje-tid  $t_s \approx 3,67 \frac{V_{Pi}}{V_s \cdot \omega_0}$

# Svitsje-hastighet, stor demping

Ved et **dempings-begrenset** system

$$(Q \leq 0.5)$$

Bevegelsesligningen  $b \frac{dw}{dt} = F_{ext}$

$$t_s \approx \frac{9 V_{Pi}^2}{4 \omega_0 Q V_s^2} \quad \text{for } V_s \gg V_{Pi}$$

# RF modellering

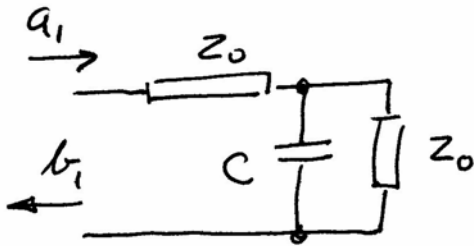
## Shunt svitsj

Modelleres med kapasitans i "up-state"

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 \Big|_{a_2=0}$$

Refleksjon

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$



$$S_{11} = \Gamma_0 = \frac{C // Z_0 - Z_0}{C // Z_0 + Z_0} = \frac{\frac{\frac{1}{sC} \cdot Z_0}{\frac{1}{sC} + Z_0} - Z_0}{\frac{\frac{1}{sC} \cdot Z_0}{\frac{1}{sC} + Z_0} + Z_0}$$

# RF modelling, forts.

$$S_{11} = \frac{-Z_0 s C}{2 + Z_0 s C}$$

$$S_{11} = \frac{-j\omega C_{up} Z_0}{2 + j\omega C_{up} \cdot Z_0}$$

For  $\omega C_{up} Z_0 \ll 2$   $|S_{11}|^2 = \frac{\omega^2 C_{up}^2 Z_0^2}{4}$

# Noen utfordringer

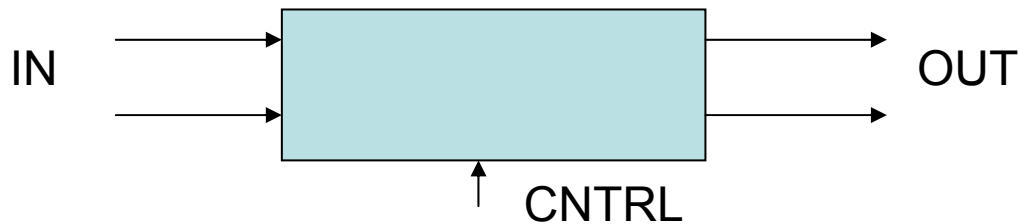
- Høyt elektrisk felt i små dimensjoner
  - Deler av metall-overflaten kan smelte
  - Væske-metall-damp fortsetter ledningen når svitsjen er i av-tilstand
- Selvaktivering
  - Hvis signalet, som kan være lite, overlages et DC-signal, kan det forekomme **selvaktivering**
  - Det kan derfor være en fordel å dekkle aktiverings- og signal-linjer
    - Separate områder

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - **Faseskiftere**
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Faseskifter, funksjon

- En faseskifter er en 2-port



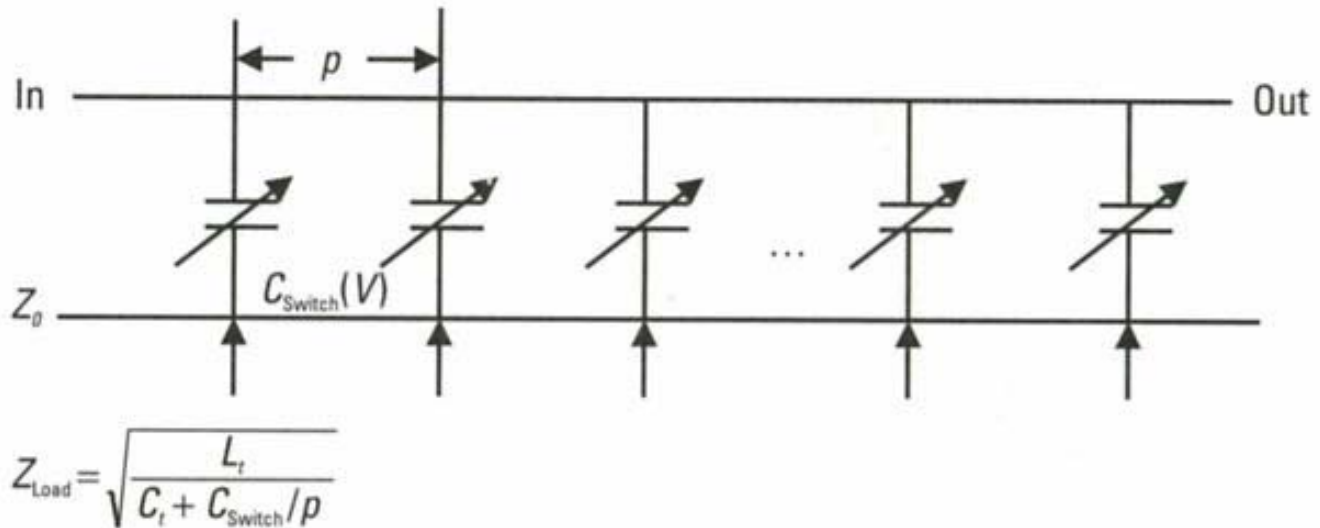
- Utgangssignalet er en forsinket kopi av inngangen
- Den effektive path-lengden av transmisjonslinja kan endres
  - Signalet ”forsinkes”
  - Fasen forandres
  - Faseforskjellen kan settes med et kontrollsignal (DC bias)
- Ønskemål: lav pris, lavt tap, kontinuerlig tunbarhet



# Klassifikasjon

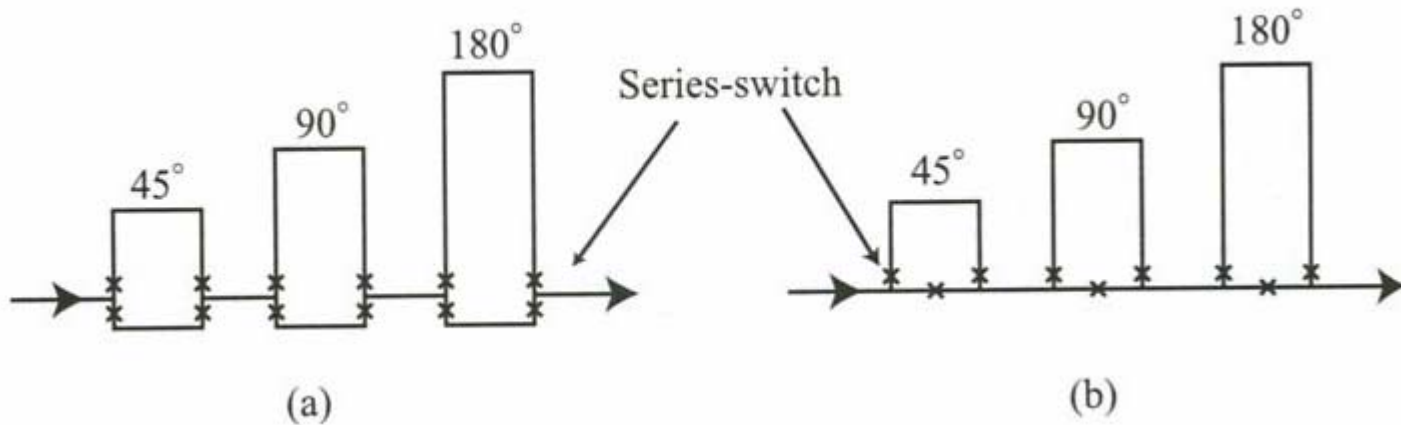
- Faseskiftere klassifiseres i
  - Analoge
    - Kontinuerlig faseskift
  - Digitale
    - Faseskift i diskrete verdier

# Shunt kapasitivt belastet linje



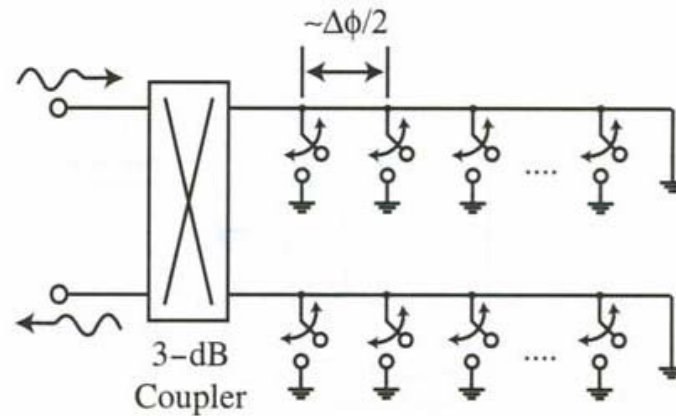
**Figure 5.1** Schematic of analog phase shifter.

# Digitale faseskiftere med serie-svitsjer

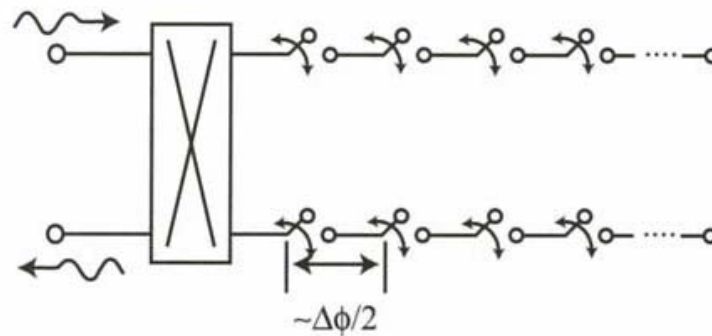


# Digitale faseskiftere, forts.

- **Refleksjonstype faseskiftere**, N-bit



(a)



(b)

Figure 9.1. A reflect-line  $N$ -bit phase shifter using (a) shunt and (b) series switches.

# Oversikt

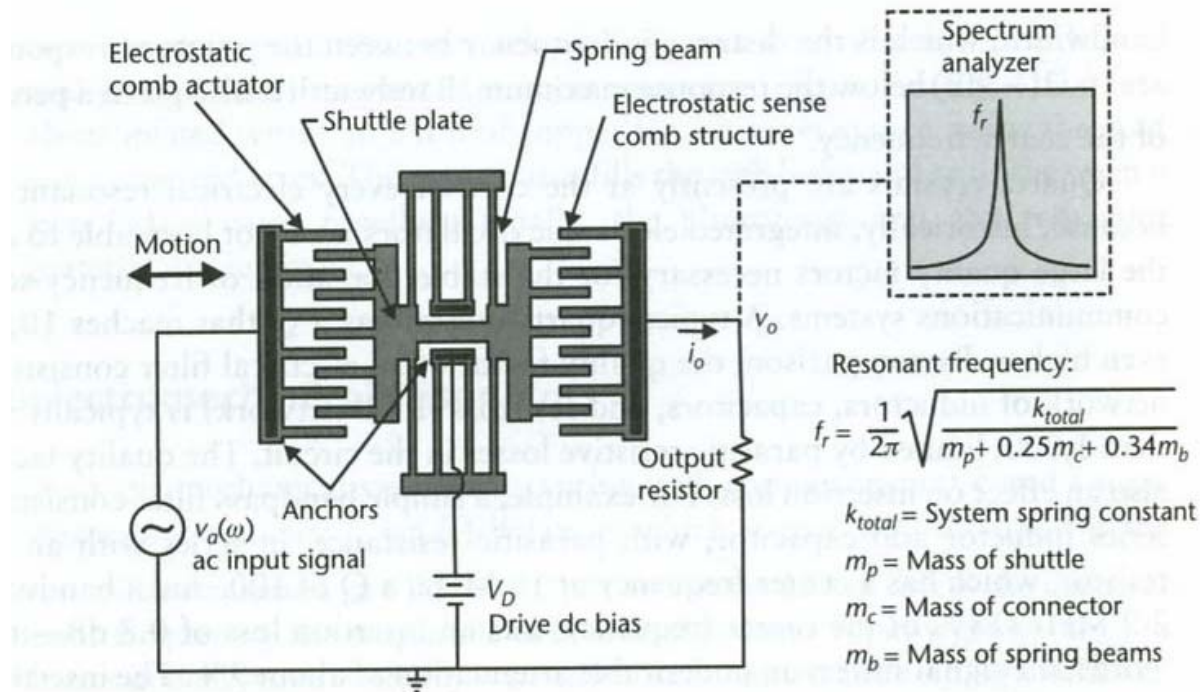
- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - **Resonatorer**
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Typiske egenskaper

- MEMS **vibrerende resonatorer** kan gi høy Q-faktor
  - Gir godt S/N-forhold
  - Reduserer "insertion loss" (BP-filtre)
- Grunner til **Q degradering** for resonatorer
  - Energitap til substratet gjennom "ankere"
  - Luft-demping av bjelken
  - Små dimensjoner (lite energi lagret sml med tapet)

# Kam-resonator

- Fast forankret kam + bevegelig, opphengt kam
- Opphengt ved foldede fjærer, kompakt utlegg
- Total-kapasitansen mellom kammene kan varieres
- Påtrykt spenning (+ eller -) genererer elektrostatisk kraft mellom venstre anker-kam og "shuttle"-kam. Plate trekkes til venstre i planet



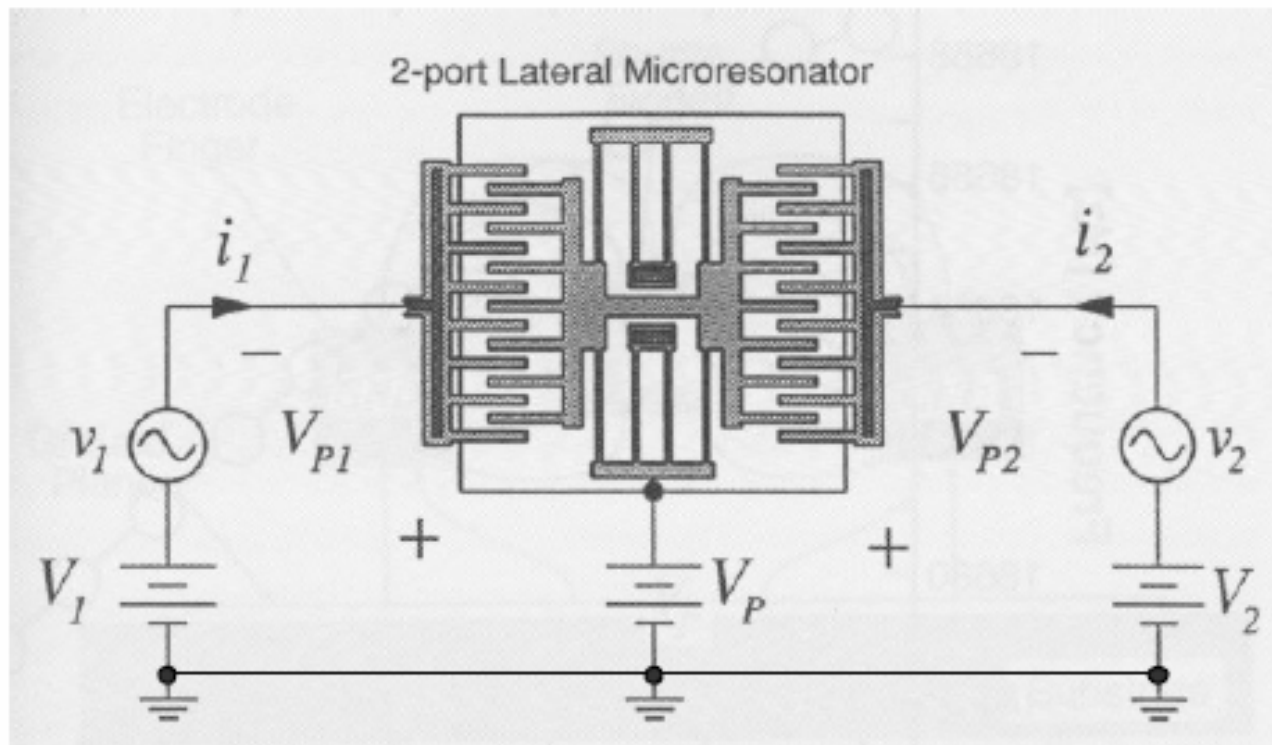
**Figure 7.9** Illustration of a micromachined folded-beam comb-drive resonator. The left comb drive actuates the device at a variable frequency  $\omega$ . The right capacitive-sense-comb structure measures the corresponding displacement by turning the varying capacitance into a current, which generates a voltage across the output resistor. There is a peak in displacement, current, and output voltage at the resonant frequency.

# Kam-resonator, oppsummering

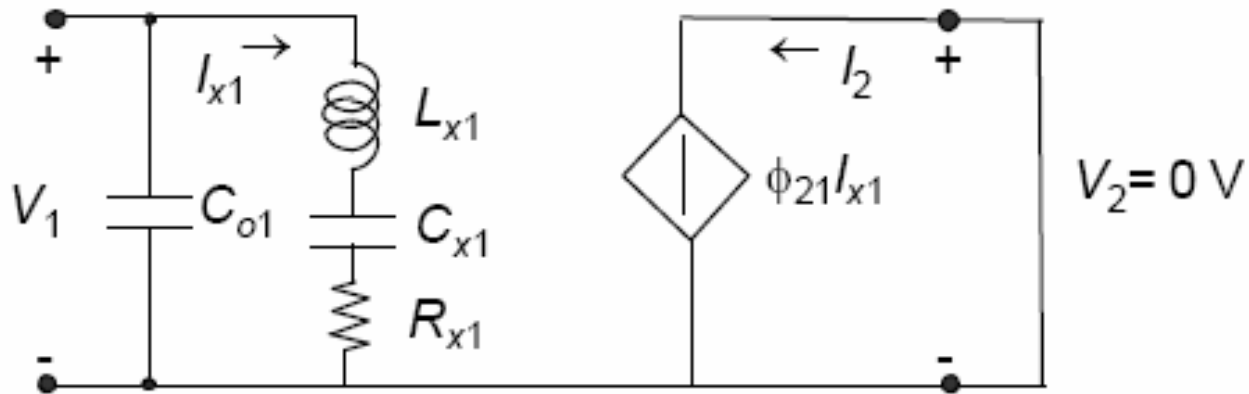
- $F_e = \frac{1}{2} \frac{dC}{dx} V^2 \exp 2$  (alltid tiltrekkende)
  - Inngangs-signal  $V_a \cdot \cos(\omega t)$
  - $F_e \sim V_a^2 \exp 2 \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$
  - Kraften som driver er 2x inngangs-frekvensen + DC: UØNSKET
- Legge til DC forspenning,  $V_d$ 
  - **$F_e \sim V_d^2 \exp 2 + 2 V_d \cdot V_a \cdot \cos(\omega t) + \text{neglisjerbart ledd}$**
  - Linearisert AC kraft-komponent  $\sim V_d \cdot V_a$ , med  $V_a$  sin frekvens
- $C$  øker når finger-overlappingen øker
  - $\epsilon \cdot A/d$  (A = kam-tykkelse \* overlapps-lengde)
- $dC/dx = \text{konstant}$  for et gitt design (prop med lengde)



## The Lateral Resonator as a “Two-Port”

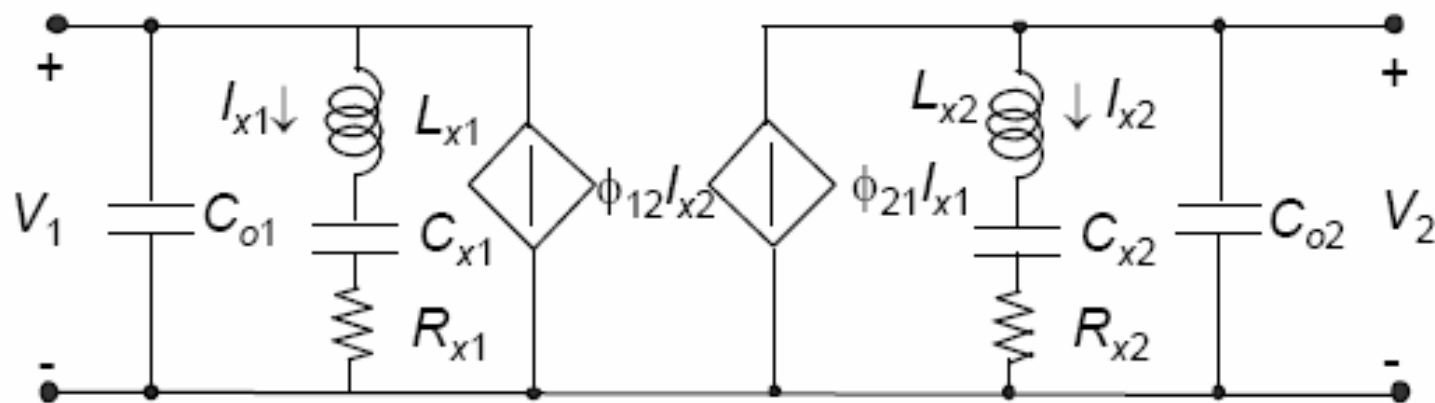


## Two-Port Equivalent Circuit ( $v_2 = 0$ )



Direkte beregning av "motional current" →  
gir ekvivalent-skjema

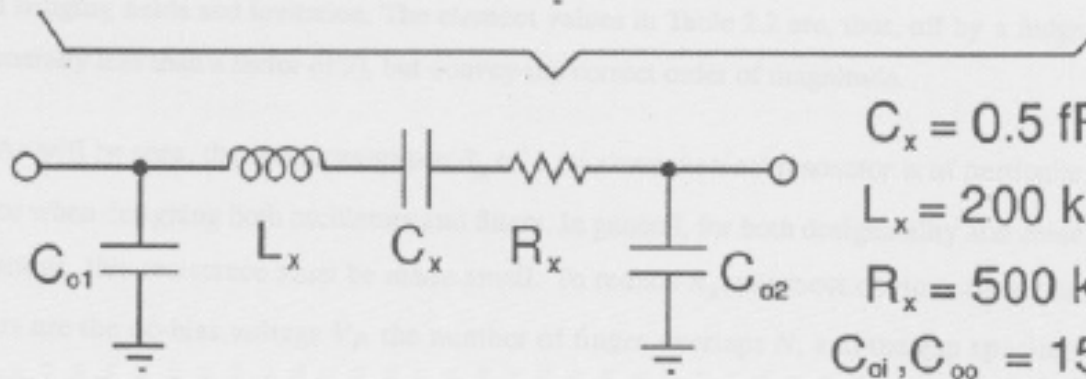
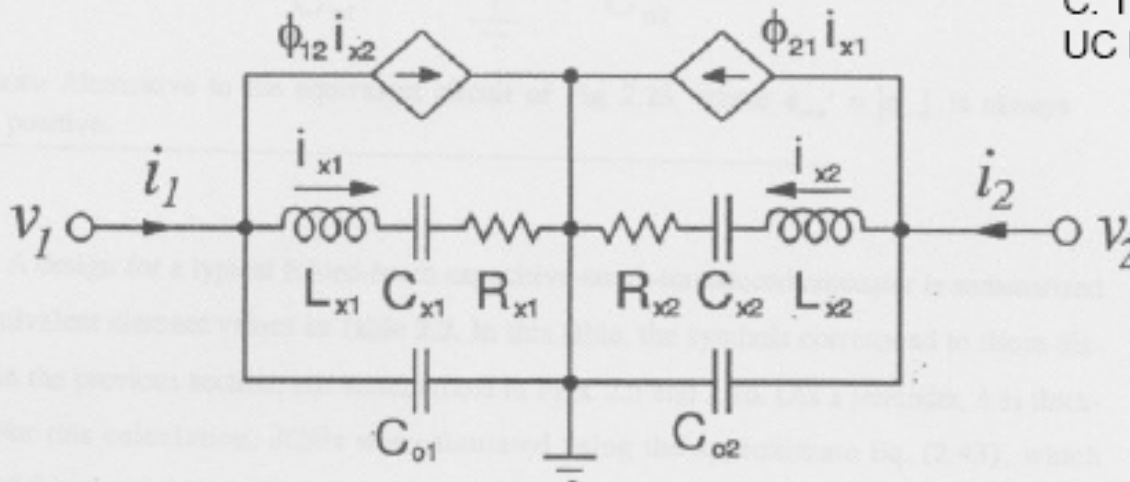
## Complete Two-Port Model



Symmetry implies that modeling can be done from port 2, with port 1 shorted  $\rightarrow$  superimpose the two models

## Equivalent Circuit for Symmetrical Resonator ( $\phi_{21} = \phi_{12} = 1$ )

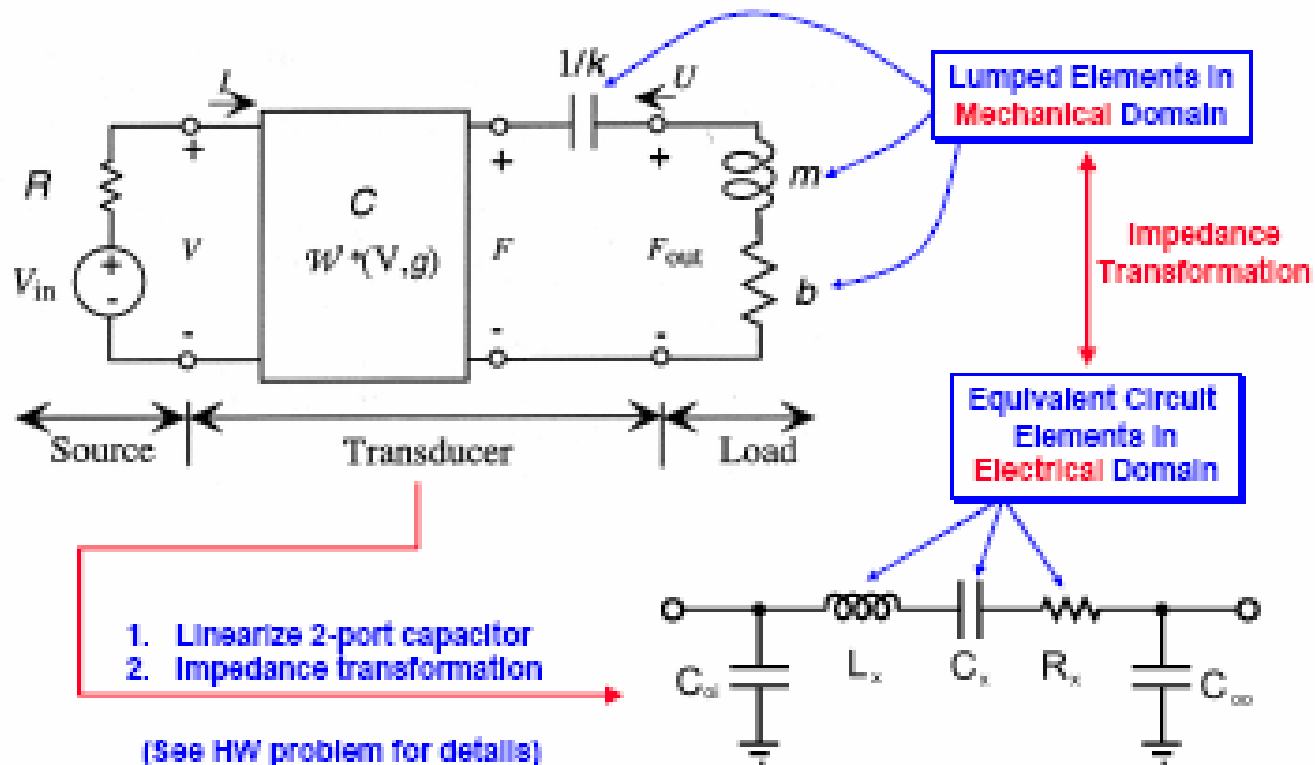
C. T.-C. Nguyen, Ph.D.,  
UC Berkeley, 1994



$C_x = 0.5 \text{ fF}$   
 $L_x = 200 \text{ nH}$   
 $R_x = 500 \text{ k}\Omega$   
 $C_{o1}, C_{o2} = 15 \text{ fF}$

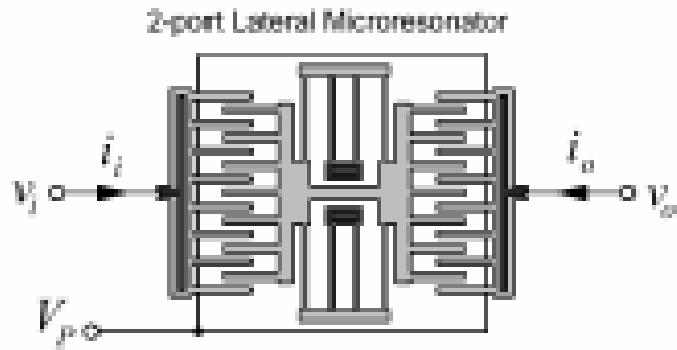
# Alternativ modellering: Konvertering mellom energidomener

## Lumped Element Model (Senturia's Book)

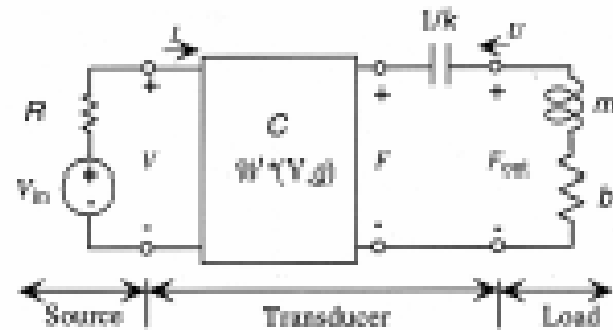


# Linearized Transducers

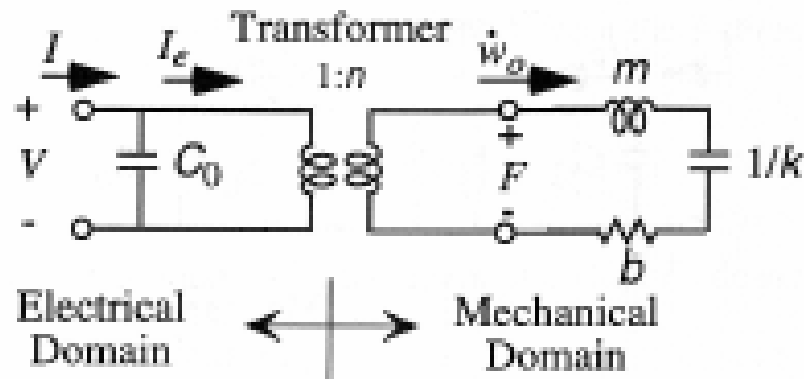
Physical Circuit



Equivalent Circuit (Nonlinear)



Linearized Equivalent Circuit



# Linearization – Small Signal Analysis

Relations between “Efforts”

$$F = \frac{\partial \mathcal{F}^*}{\partial x} = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C}{\partial x}$$

$$F = F_{dc} + f \cdot \sin(\omega t)$$

$$V = V_{dc} + v \cdot \sin(\omega t)$$

$$F_{dc} + f \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} (V_{dc} + v \cdot \sin(\omega t))^2 \frac{\partial C}{\partial x}$$

$$= \frac{1}{2} \left( (V_{dc})^2 + 2 \cdot V_{dc} \cdot v \cdot \sin(\omega t) \right) \frac{\partial C}{\partial x}$$

$$f = V_{dc} \cdot \frac{\partial C}{\partial x} \cdot v \quad \leftarrow \text{AC terms}$$

Relations between “Flows”

$$Q = V \cdot C$$

$$I = V \cdot \frac{\partial C}{\partial t} = V \cdot \frac{\partial C}{\partial X} \cdot \frac{\partial X}{\partial t} = V \cdot \frac{\partial C}{\partial X} \cdot \dot{X}$$

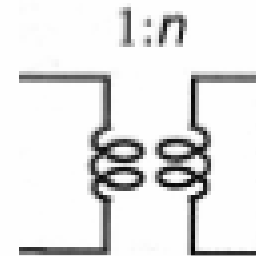
$$I = I_{dc} + i \cdot \sin(\omega t)$$

$$X = X_{dc} - x \cdot \sin(\omega t) \quad \text{Negative sign due to definition of flow direction}$$

$$i = -V_{dc} \frac{\partial C}{\partial X} \dot{x}$$

Linearized capacitive transducer is a Transformer

$$\begin{pmatrix} f \\ \dot{x} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n & 0 \\ 0 & -\frac{1}{n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v \\ i \end{pmatrix}$$

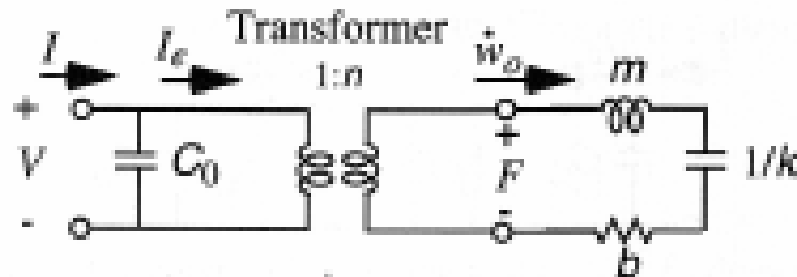


Turn Ratio:

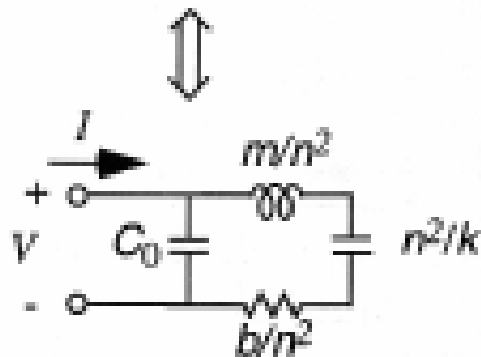
$$n = V_{dc} \frac{\partial C}{\partial X}$$

flow (elektrisk domene) = - konst. \* flow (mekanisk domene)

# Small Signal Equivalent Circuit of Microresonators



Electrical Domain ↔ Mechanical Domain



Unit of  $n^2/k$  is Farad

$$n = V_{dc} \frac{\partial C}{\partial x}$$



# Beam-resonator

- Ønsker høyere resonansfrekvens enn kam-strukturen
  - Massen må reduseres mer-> **beam resonator**
- Studert i detalj ved UoMichigan
- Kommersialisering ved Discera, Inc., Ann Arbor, Michigan
  - Produserer referanse frekvens-oscillatorer som erstatter kvartskrystaller i mobil-telefoner
- Fordeler ved beam-resonatorer
  - Mindre dimensjoner
  - Kan ha mange frekvens-referanser på en enkel chip
  - Høyere resonansfrekvens
  - Mer lineær frekvensvariasjon mhp temp over et større område
  - Mulighet for integrering med elektronikk → lavere kostnader

# Beam-resonator, forts.

- Elektrode under midtre del av bjelken, elektrostatisk aktivering
- Platen tiltrekkes både på positiv og negativ bølge. Drives med dobbel frekvens
  - -> Må legge på en polariserings-spenning  $V_d$  mellom beam og driver-elektrode
  - Som ved lateral shuttle: Når  $V_d$  superponeres med ac-signal, så oscillerer bjelken med samme frekvens som driver-signalet
  - Ved resonans er amplituden størst

First-order resonant frequency:

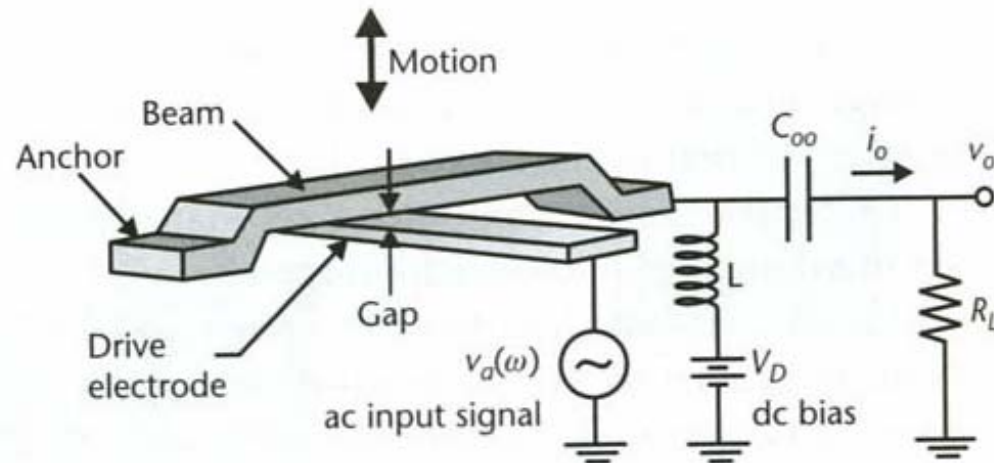
$$f_r = 1.03 \sqrt{\frac{E}{\rho}} \frac{t}{L^2}$$

$E$  = Young's modulus

$\rho$  = Density

$t$  = Beam thickness

$L$  = Beam length



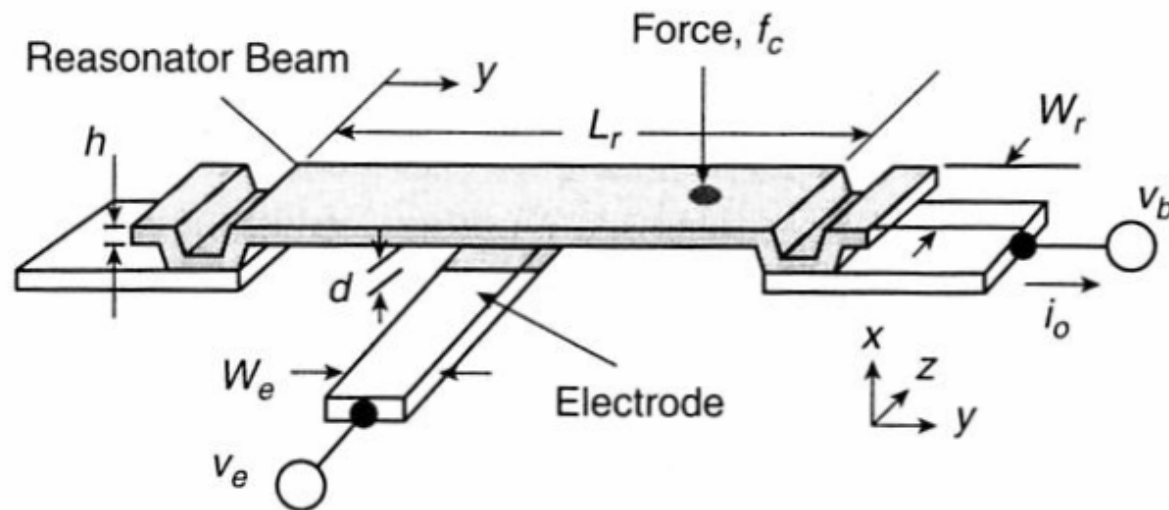
**Figure 7.10** Illustration of a beam resonator and a typical circuit to measure the signal. The beam is clamped on both ends by anchors to the substrate. The capacitance between the resonant beam and the drive electrode varies with the deflection.

# Resonans-frekvens

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_r}{m_r}} = 1.03\kappa \sqrt{\frac{Eh}{\rho L_r^2}} [1 - g(V_P)]^{1/2}, \quad (12.2)$$

- Parametre
  - E = Youngs modul
  - $\rho$  = tettheten av materialet
  - h = tykkelsen av beam
  - $L_r$  = lengde av beam
  - g modellerer effekten av en elektrisk fjærstivhet  $k_e$ 
    - Gjør seg gjeldende når en setter spenning på elektrodene
    - Subtraheres fra den mekaniske fjærstivheten,  $k_m$  (beam-softening)
  - $\kappa$  = skaleringsfaktor
  - $V_p$  = DC spenning på ledende beam
  - $k_r$  = effektiv resonator fjærstivhet
  - $m_r$  = effektiv masse

# Clamped-clamped beam



**Figure 12.4.** Perspective-view schematic of a clamped-clamped beam  $\mu$ mechanical resonator in a general bias and excitation configuration.

Struktur for modelling

## Kraften på bjelken:

Innsetting:

$$F_d = \left( \frac{1}{2} V_P^2 - V_P V_i \cos \omega_i t + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i^2}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_i^2}{2} \cos 2\omega_i t \right) \frac{\partial C}{\partial x}$$

$$F_d = \underbrace{\frac{\partial C}{\partial x} \left( \frac{V_P^2}{2} + \frac{V_i^2}{4} \right)}_{\text{Off-resonans DC-kraft}} - \underbrace{V_P \frac{\partial C}{\partial x} V_i \cos \omega_i t}_{\text{Kraft i takt med input-frekvensen, forsterket med DC-spenningen } V_P} + \frac{\partial C}{\partial x} \frac{V_i^2}{4} \cos 2\omega_i t$$

Off-resonans DC-kraft  
som statisk bøyer beam.  
Har liten effekt på  
signalprosesseringsfunksjon

Kraft i takt med  
input-frekvensen,  
forsterket med  
DC-spenningen  $V_P$

3.dje ledd:

$$\frac{\partial C}{\partial x} \frac{V_i^2}{4} \cos 2\omega_i t \quad \text{Kan drive beam inn i vibrasjoner ved}$$

$$2\omega_i = \omega_0$$

$$\omega_i = \frac{\omega_0}{2}$$

Heris  $V_P \gg V_i$ , så blir dette leddet lite

[Kan gi problemer i visse tilfelle, f.eks. ved BP-filtre hvor en får inn kraftig interferens ved halve passbånd-frekvensen.]

## Beregning av "displacement":

For mekaniske systemer gjelder

$$H(s) = \frac{x}{F} = \frac{\text{displacement}}{\text{force}} = \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}}$$

$$H'(s) = \frac{kx}{F} = \frac{k/m}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

$$H'(j\omega_0) = \frac{\omega_0^2}{-\omega_0^2 + j \frac{\omega_0 \cdot \omega_0}{Q} + \omega_0^2} = \frac{Q}{j}$$

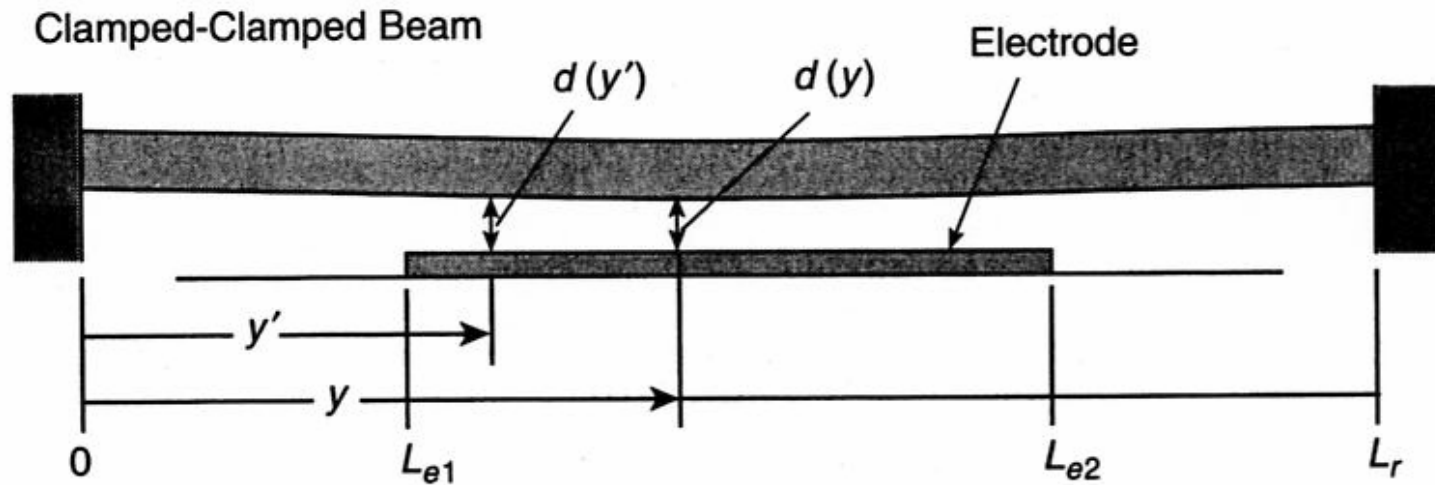
Generelt:  $kx = F \cdot \frac{Q}{j}$

i dette tilfelle:

$$x(y) = - \frac{Q \cdot F_d}{j k_{\text{uff}}(y)} = - \frac{Q}{j k_{\text{uff}}(y)} \cdot \sqrt{P} \cdot \frac{\partial c}{\partial x} \cdot v_i$$

(Kraft og displacement i motsatt retning)

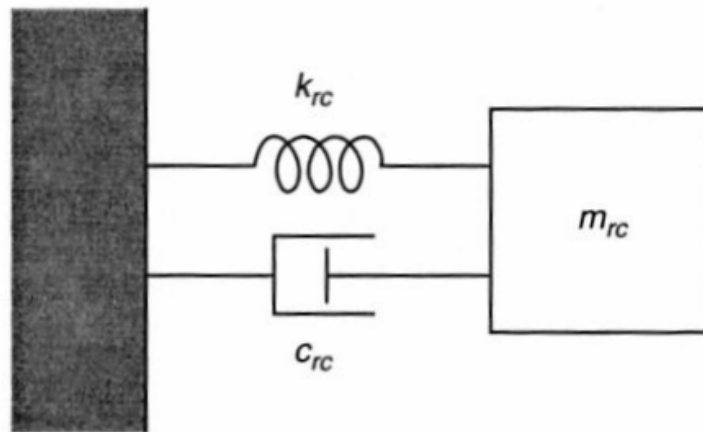
# Topologi



**Figure 12.9.** Resonator cross-sectional schematic for frequency-pulling and impedance analysis.

# Prosedyre, forts.

- Overføring til mekanisk ekvivalentkrets:
  - ”mass-spring-damper”-krets
  - **NB! Befinner oss fortsatt i mekanisk domene**
  - $k_{rc}$ ,  $c_{rc}$  og  $m_{rc}$  må beregnes



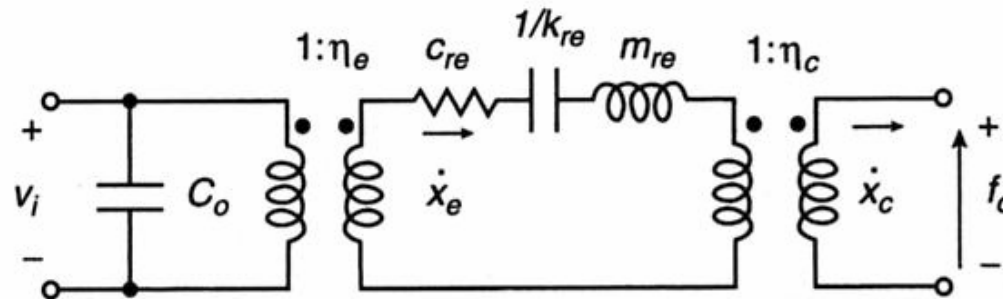
**Figure 12.8.** Lumped-parameter mechanical equivalent circuit for the micromechanical resonator of Figure 12.4.



# Småsignal-ekvivalent

- En elektrisk ekvivalentkrets trengs for å modellere og simulere impedansoppførselen til denne mikro-mekaniske resonatoren i en **felles** elektromekanisk krets

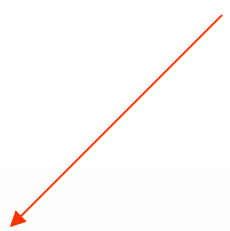
$$L_x = \frac{m_{re}}{\eta_e^2}, \quad C_x = \frac{\eta_e^2}{k_{re}}, \quad R_x = \frac{\sqrt{k_{re}m_{re}}}{Q\eta_e^2} = \frac{C_{re}}{\eta_e^2}, \quad (12.17)$$



**Figure 12.10.** Equivalent circuit for a  $\mu$ mechanical resonator with both electrical (voltage  $v_i$ ) and mechanical (force  $f_c$ ) inputs and outputs.

# Beam-softening

- Resonansfrekvensen faller med en gitt faktor
  - $\text{sqrt} [1 - C_0 * V_p \text{exp}2 / (k_m * d \text{exp}2)]$
  - **-> resonansfrekvensen kan tunes elektrisk!**

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_r}{m_r}} = 1.03\kappa \sqrt{\frac{E^* h}{\rho L_r^2}} [1 - g(V_P)]^{1/2}, \quad (12.2)$$


# Forenklet betraktning (De Los Santos):

Potensiell energi pga. påsatt spenning

$$U_1 = \frac{1}{2} C V_P^2$$

Det arbeidet som utføres ved å forflytte bjelken en avstand  $g$ , MOT kraften som skyldes den elektriske fjærstivheten  $k_e$   
(Forutsetter at fjærstivheten er konstant i hvert punkt,  $y'$ )

$$U_2 = \int_0^g k_e \cdot x \cdot dx = \frac{1}{2} k_e \cdot g^2$$

Energiene kan settes lik hverandre

$$\frac{1}{2} k_e \cdot g^2 = \frac{1}{2} C \cdot V_P^2$$

Forenklet uttrykk for elektrisk fjærstivhet

$$k_e = \frac{C \cdot V_P^2}{g^2}$$

## Forenklet uttrykk for frekvensen:

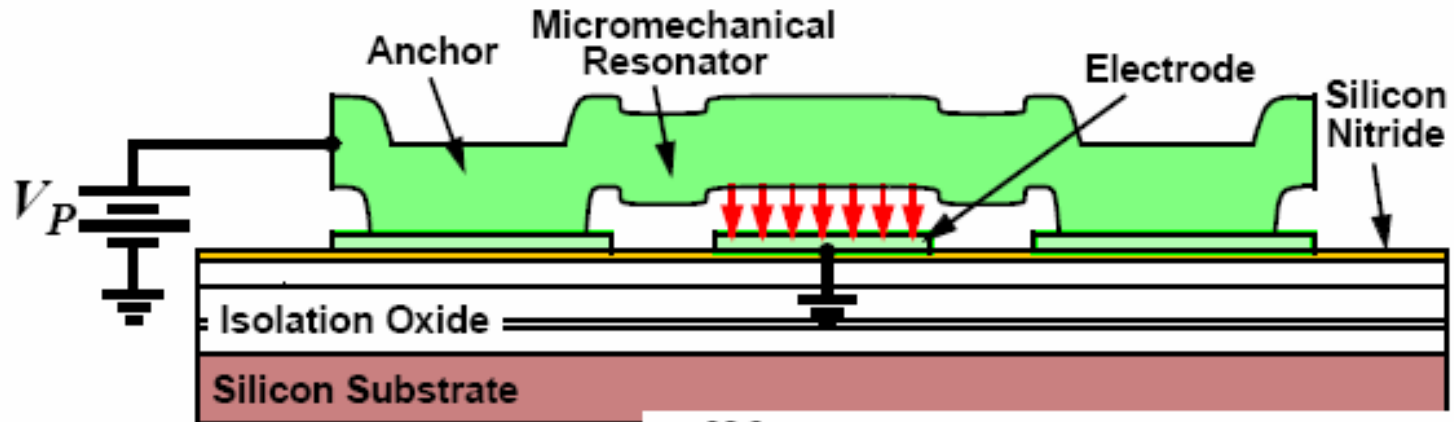
$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r} \left(1 - \frac{k_e}{k_m}\right)} \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r}} \cdot \sqrt{1 - \frac{k_e}{k_m}} = f_{nom} \cdot \sqrt{1 - \frac{C \cdot V_P^2}{k_m \cdot g^2}} \end{aligned}$$

Innsatt for C:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{g}$$

$$f = f_{nom} \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon_0 \cdot A \cdot V_P^2}{k_m \cdot g^3}}$$

# Voltage-Controllable Center Frequency

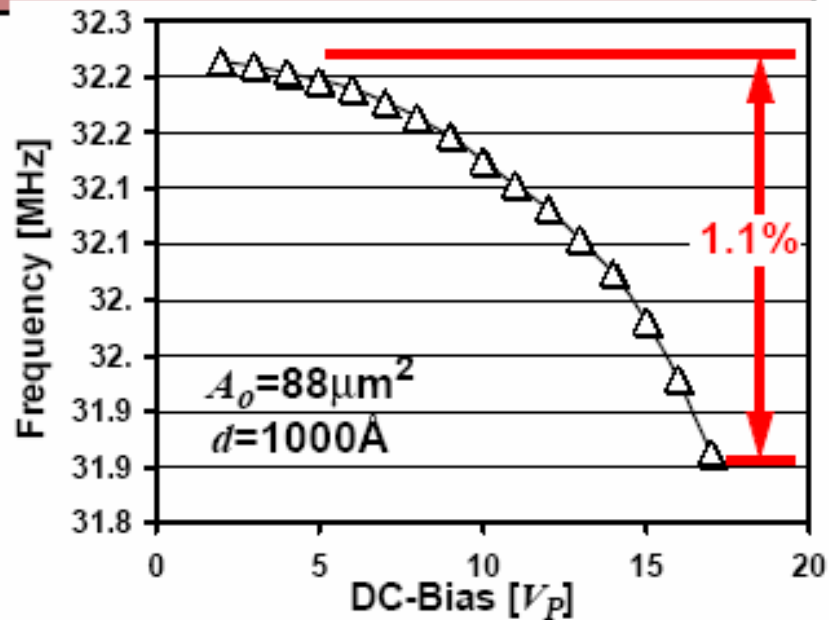


- Quadrature force  $\Rightarrow$  voltage-controllable electrical stiffness:

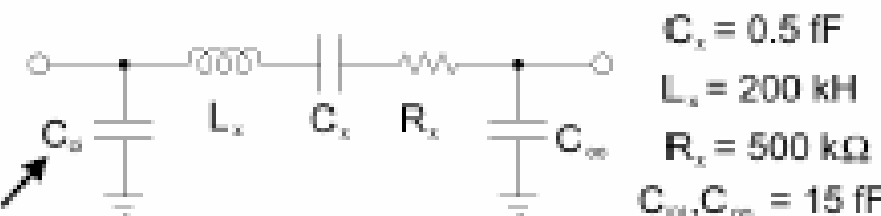
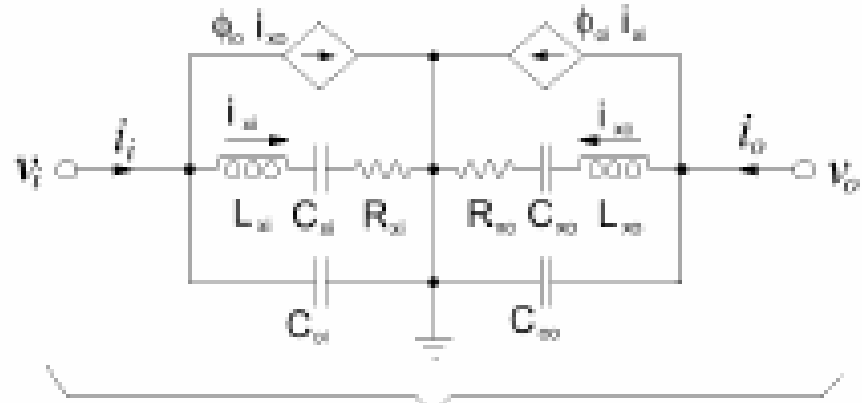
$$k_e = \frac{\epsilon_0 A_o}{d^3} V_P^2$$

Electrode Overlap Area  $A_o$   
Finger Gap  $d$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}}$$



## Equivalent Circuit of 2-Port Resonator (in Electrical Domain)



Fixed electrical  
Capacitance  
Between fixed comb  
And ground plane

$$C_{s1} = \frac{\eta_n^2}{k}$$

$$L_{s1} = \frac{M}{\eta_n^2}$$

$$R_{s1} = \frac{\sqrt{kM}}{Q\eta_n^2}$$

$$\phi_{s1} = \frac{\eta_{sp}}{\eta_n}$$

$$\eta_n = V_{ps} \frac{\partial C_s}{\partial x}$$

C. T.-C. Nguyen, "Micromechanical resonators for oscillators and filters," Proceedings IEEE International Ultrasonics Symposium, Seattle, WA, pp. 489-496, Nov. 7-10, 1986

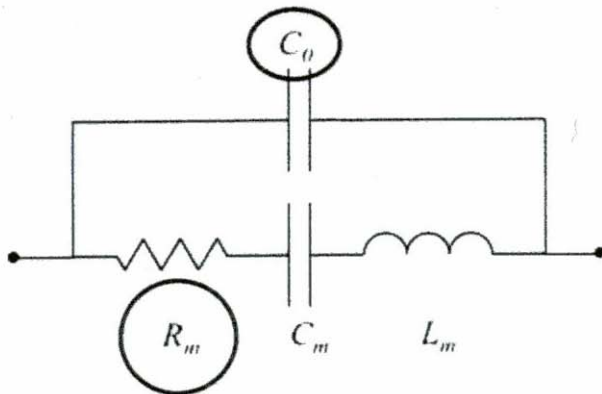




# Resonator equivalent circuit

Two types of currents possible:

- **from resonator motion** (should dominate!)
- from electrodes and resonator acting as pure electrical structure (from feedthrough capacitance)



Admittance at resonance is

$$Y_{in} = \frac{1}{R_m} + j\omega_o C_o$$

where we want to minimize the motional resistance,  $R_m$  :

$$R_m = \frac{\sqrt{k^* m}}{Q\eta^2} \quad \eta = V_{DC} \frac{dC}{dg}$$

- Need:
  - High Q
  - High coupling (high voltage or small gap)
  - Low mass
  - Low stiffness (!)

# free-free-beam

- Gunstig når det gjelder **tap til substratet** gjennom ankerfestene
- f-f-beam er opphengt ved 4 support-bjelker i bredde-retningen
  - Torsjons-oppheng
  - Oppheng festet ved nodepunktene for "flexural mode"
- Support-dimensjonene tilsvarer en kvart-bølgelengde av f-f-bjelkens resonans-frekvens
  - Impedansen som bjelken erfarer fra support nulles ut
  - Bjelken blir fri til å vibrere som om den ikke hadde noe oppheng
- **Høyere Q** kan oppnås
  - Eks.  $Q = 20,000$  ved 10 – 200 MHz
  - Anvendes i referanse-oscillatorer, HF/VHF-filtre/miksere



# free-free beam

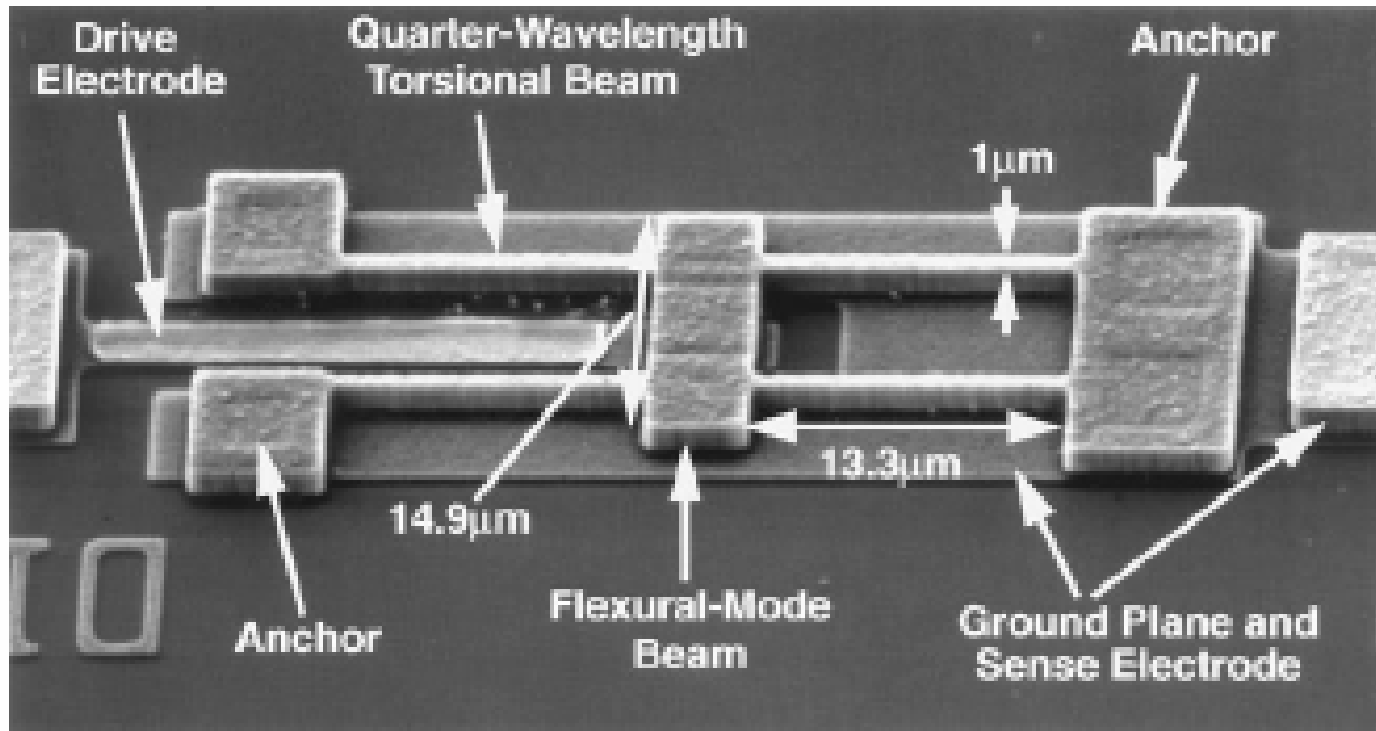
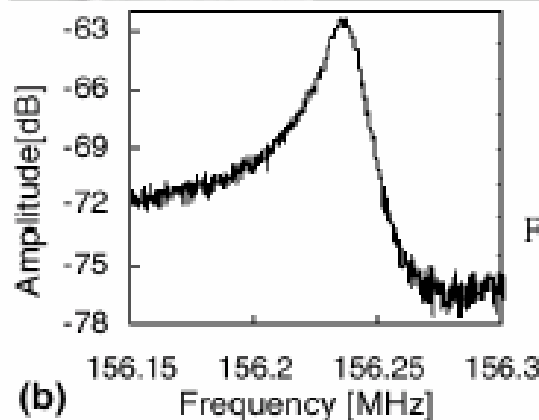
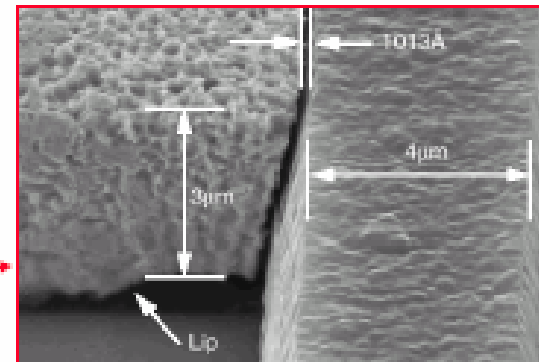
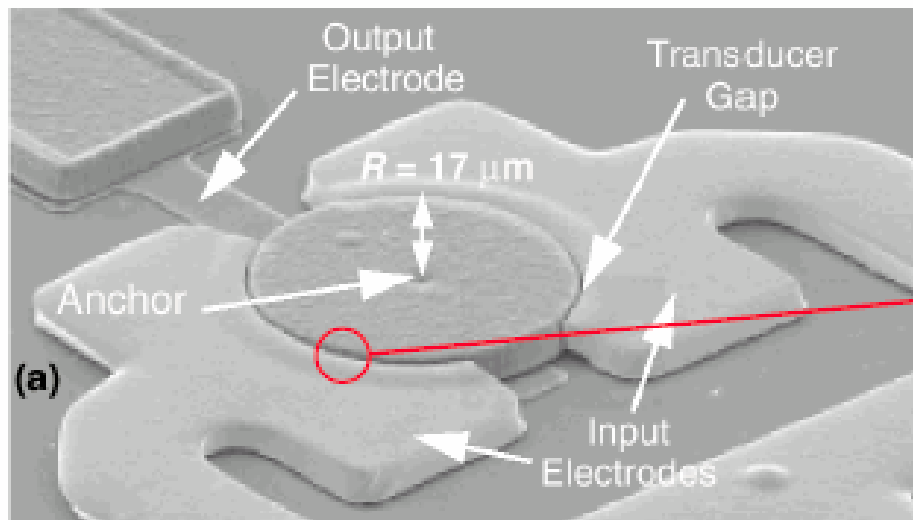


Fig. 29. SEM of free-free beam virtually levitated micromechanical resonator with relevant dimensions for  $f_0 = 71$  MHz.

# Disk resonatorer

- Fordeler av disker framfor bjelker
  - Redusert luft-demping
    - Vakuum trengs ikke for måling av Q-faktor
  - Høyere stivhet
    - Frekvensen er høyere for gitte dimensjoner
  - Større volum
    - Høyere Q fordi mer energi er lagret
    - Mindre problemer med termisk støy

# Radial Contour-Mode Disk $\mu$ -mechanical Resonator



Data:  
 $R=17\mu\text{m}$ ,  $h=2\mu\text{m}$   
 $d=1,000\text{\AA}$ ,  $V_p=35\text{V}$   
 $f_0=156.23\text{MHz}$ ,  $Q=9,400$

Fig. 5: SEM and measured frequency characteristic for a 156.23 MHz contour-mode disk  $\mu$ mechanical resonator fabricated via the process of Fig. 3.

- Radial contour mode allows high resonant frequency without requiring sub-micron structures
- Place anchor at disk center – nodal point of contour mode  
 → Reduce mechanic loss and increase Q

Hsu, Clark, Nguyen, "A sub-micron capacitive gap process for multiple-metal-electrode lateral micromechanical resonators," MEMS 2001, p. 349

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - **Mikromekaniske filtre**
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Flere resonatorer må brukes

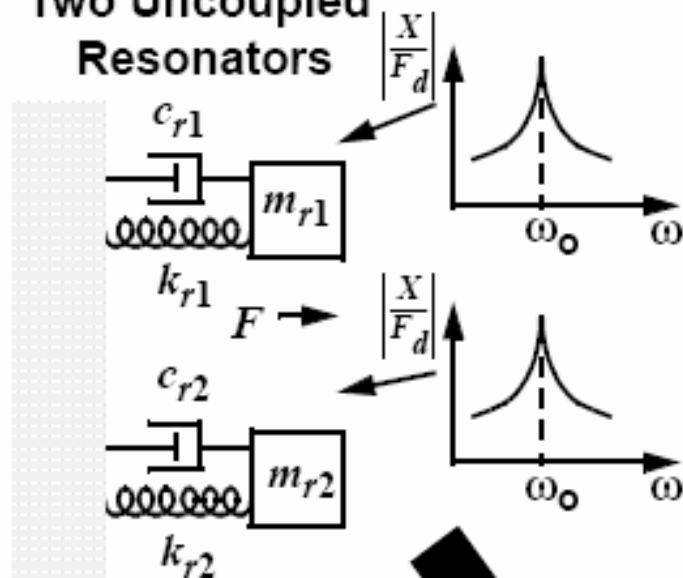
- En **enkelt** resonator har en smal BP-karakteristikk
  - Egner seg for å definere frekvens i oscillatorer
  - Ikke så egnet som BP-filter
- BP-filtre realiseres ved å koble resonatorer i **kaskade**
  - Bredere passbånd enn ved en enkelt resonerende struktur
  - 2 eller flere mikroresonatorer benyttes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

# Ideal Spring Coupled Filter

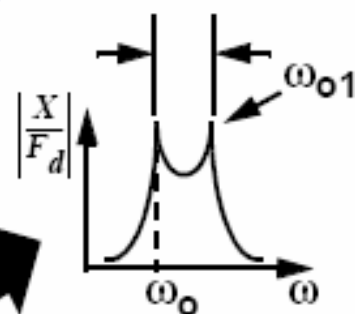
Two Uncoupled Resonators



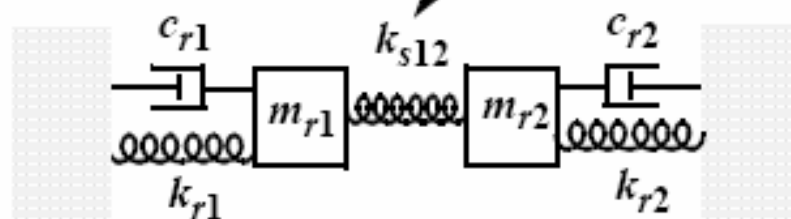
Resonator Stiffness  
Coupler Stiffness

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

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

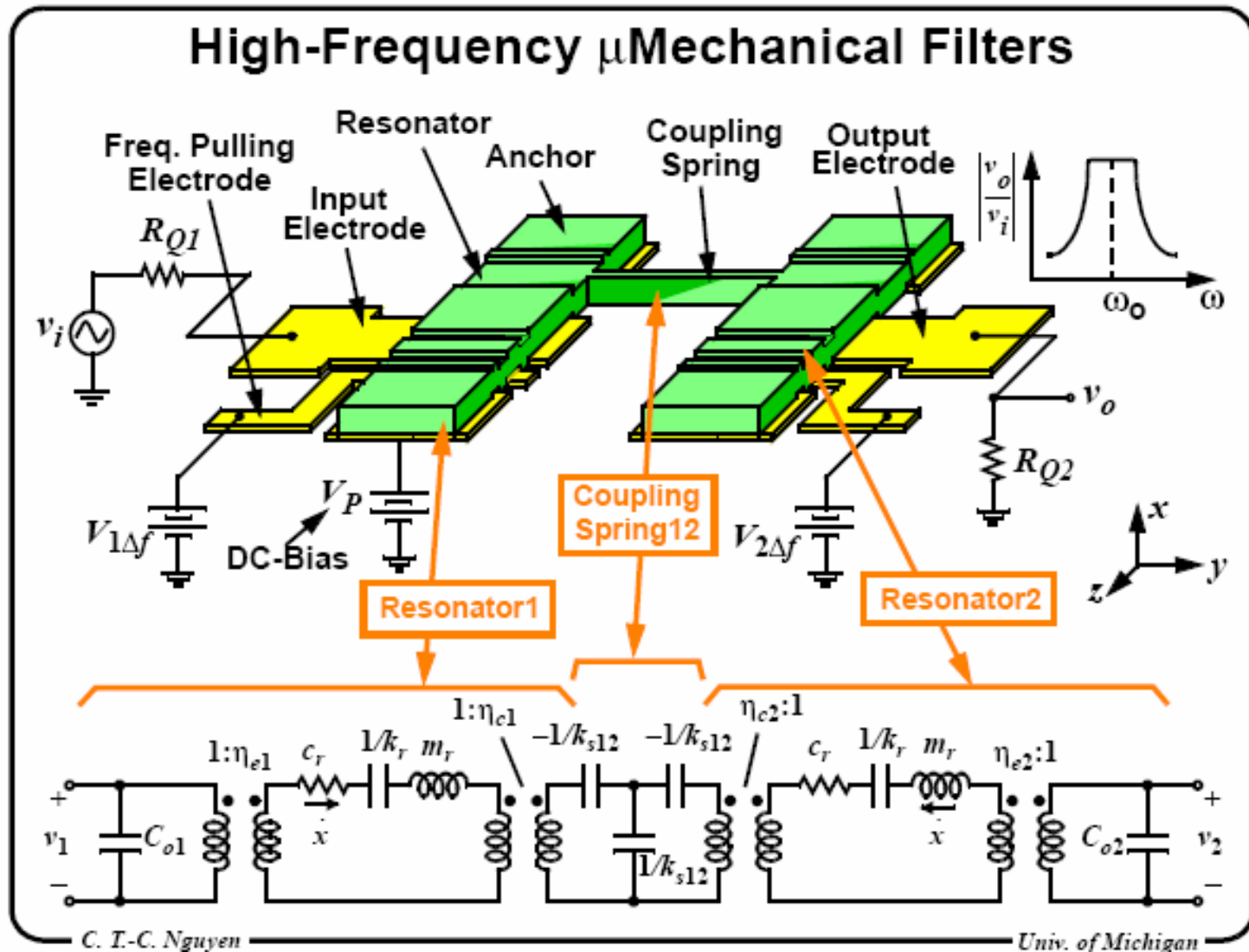
- **Prinsipiell designprosedyre \***

- (\* 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 →)

# 2-resonator HF-VHF mikromekanisk filter



# 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

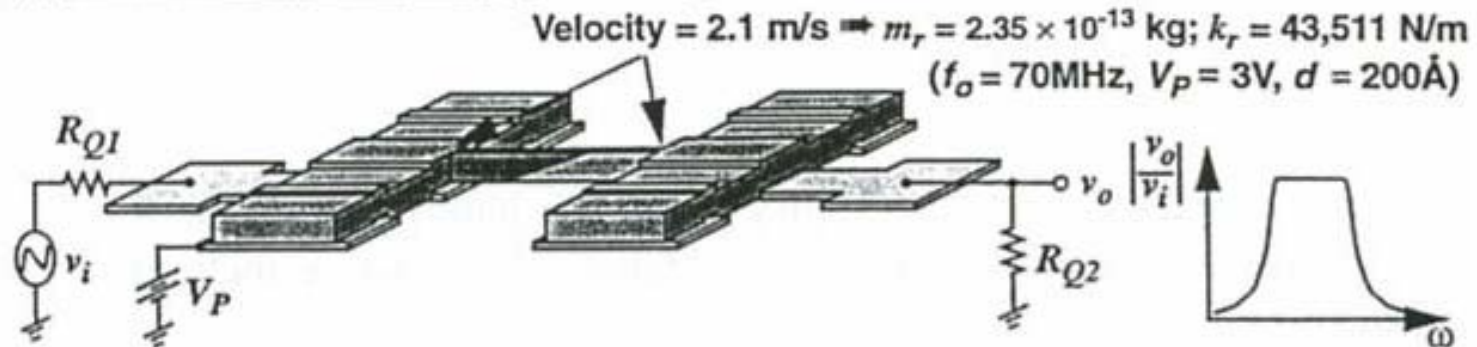
- Altså: båndbredden til filteret kan settes, ikke ved å velge koblingsbeam-stivheten  $k_{sij}$ , men ved å velge en **passende verdi på**  $k_r$  som tilfredsstiller ligningen

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

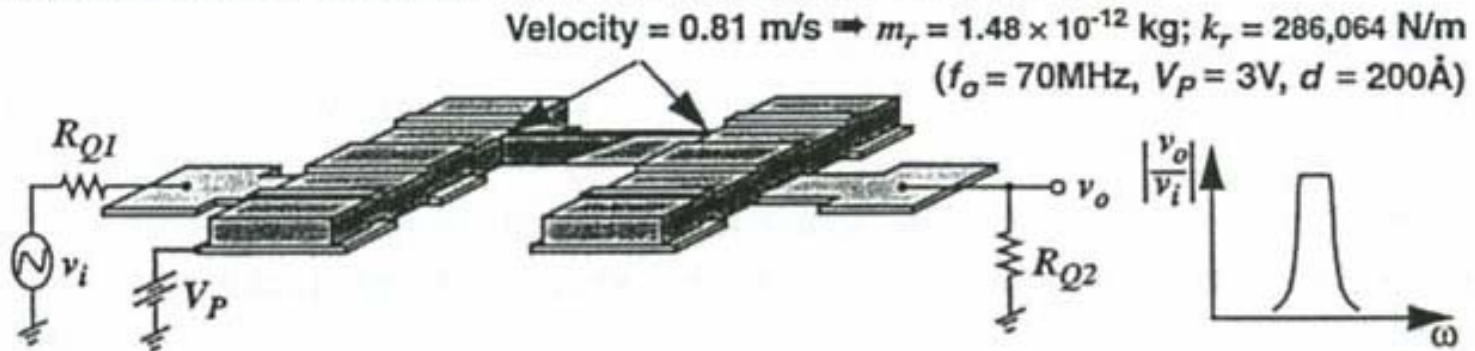
- der  $k_{sij}$  er **gitt** utfra kravet om kvartbølgelengde design
- Valget av **koblingspunktet til beam** influerer på båndbredden til det mekaniske filteret →

# Plassering av koblingsbjelke

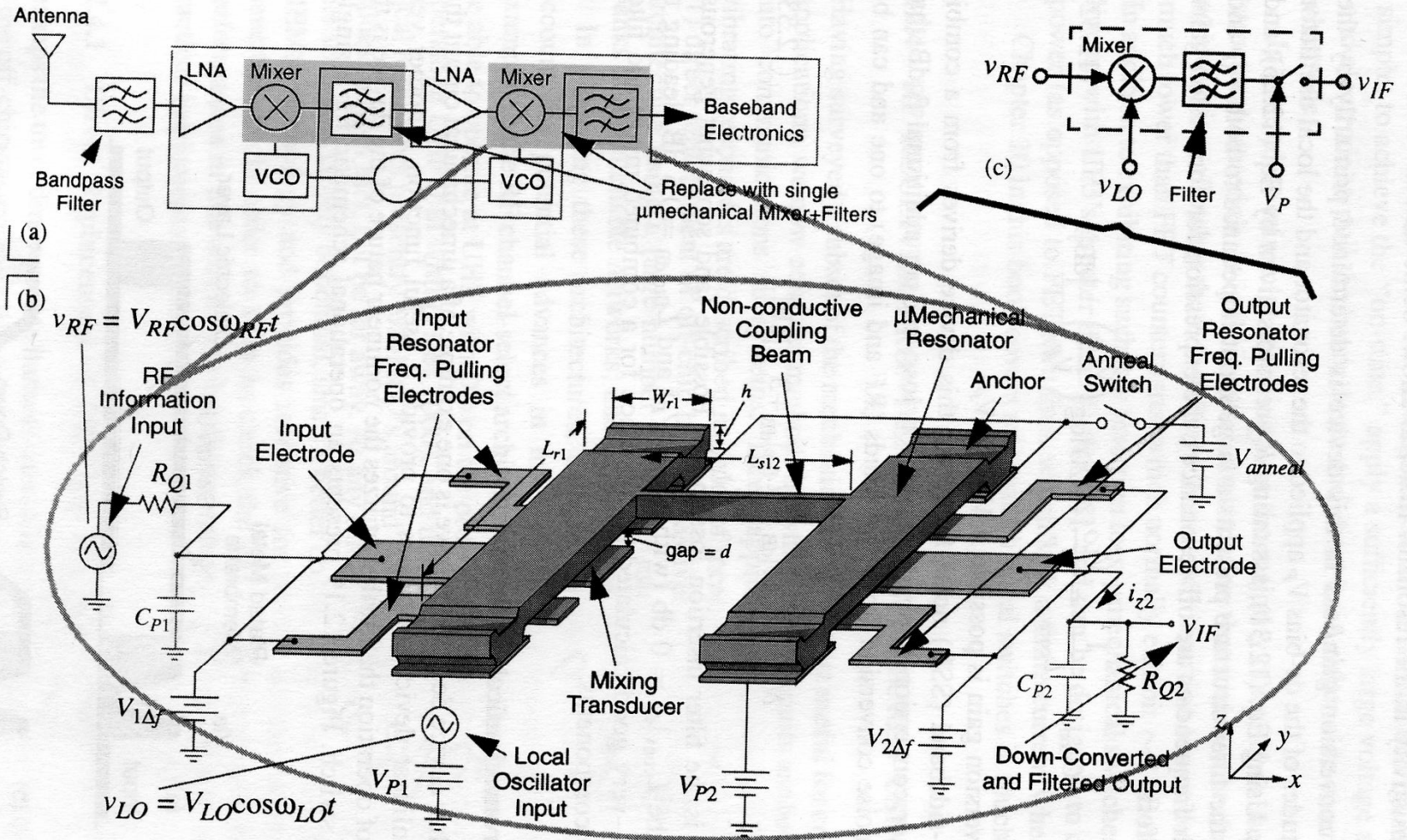
(a) Max. Velocity Coupling: yields large % bandwidth



(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.



**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.

## Mixer-filter

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - **Kapasitanser**
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Tunbare RF MEMS kapasitanser

- **Elektrostatisk aktivering** er en dominerende mekanisme for tuning
  - Lavt effektforbruk
- Noen kategorier
  - Vertikal elektrostatisk forskyvning
    - Parallell plate kondensator
    - Tuning av gapet (ikke-lineær endring)
  - Horisontal (lateral) forskyvning
    - Tuning av arealet (lineær endring)
  - Termisk tunbare MEMS kapasitanser
  - Piezoelektrisk aktuator tunbare kapasitanser
  - Tuning ved å endre dielektrisk materiale

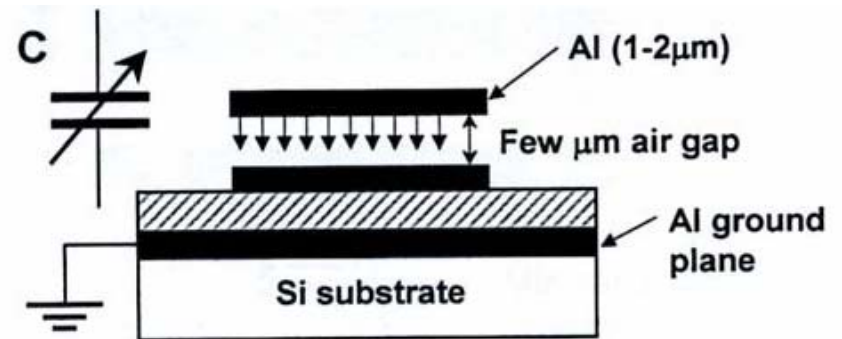


# Særtrekk og utfordringer for RF MEMS kapasitanser

- Problem med TR
  - → Oppnå tilstrekkelig **Tuning Range (TR)**
    - Definisjon TR:  $C_{\max}/C_{\min}$
    - (>2), siden halvleder varaktorer har TR > 4
- Problem forbundet med å ha **lav fjær-stivhet**
  - Er ønskelig pga.
    - <5V operasjon
  - Er problematisk pga.
    - Aksellerasjon, RF power selv-aktivering, støy-effekter

# To-plate tunbar MEMS kapasitans

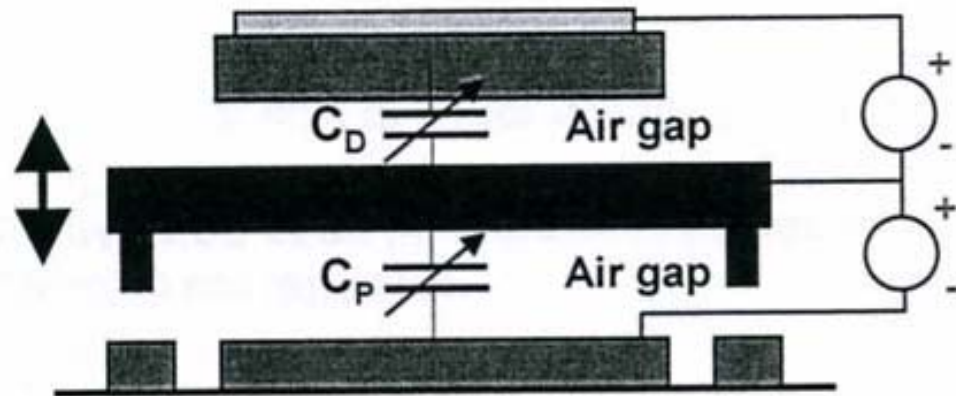
- Young & Boser, Berkeley
- Gap-tuning
- Den ene platen kan beveges ved elektrostatiske aktivering
- Opererer under likevekt mellom elastiske og elektriske krefter



**TR = 150%**

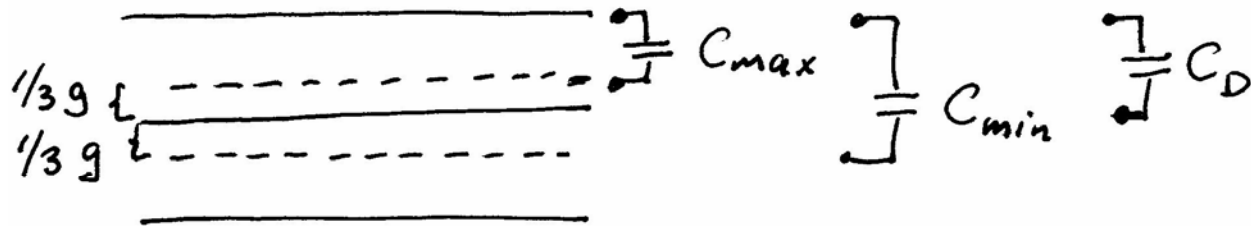
# 3-plate tunbar MEMS kapasitans

- Kan utvide TR ved å introdusere en 3dje plate
  - A. Dec & K. Suyama: "Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitors and Their Applications to RF IC's" 1998.  
**Columbia University**



**TR = 200%**

# Beregning av TR for 3-plate



$$C_{max} = \frac{3}{2} C_D$$

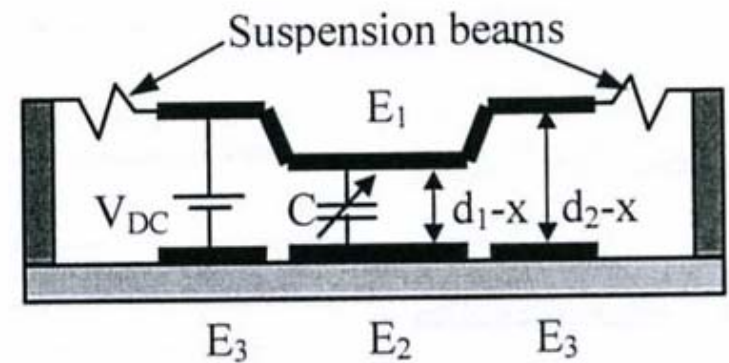
$$C_{min} = \epsilon \frac{A}{\frac{4}{3}g} = \frac{3}{4} C_D$$

$$TR = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{\frac{3}{2} C_D}{\frac{3}{4} C_D} = 2 = 200\%$$

Kan tunes 100%

# Dobbelt luft-gap kapasitans

- J. Zou et al, 2000, Univ of Illinois
- Hensikt med dobbelt luft-gap
  - Øke TR
    - Eliminere pull-in-effekten
  - Kan trekke ned til  $1/3 d_2$  før pull-in
  - TR kan økes betraktelig hvis  $d_2/3 > d_1$ 
    - Dvs. midtelektroden kan trekkes helt ned uten å erfare pull-in!





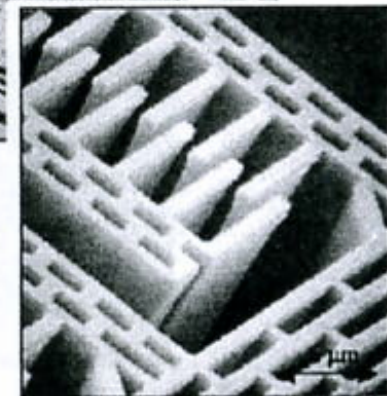
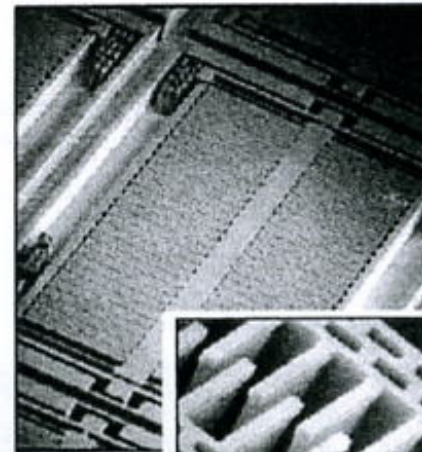
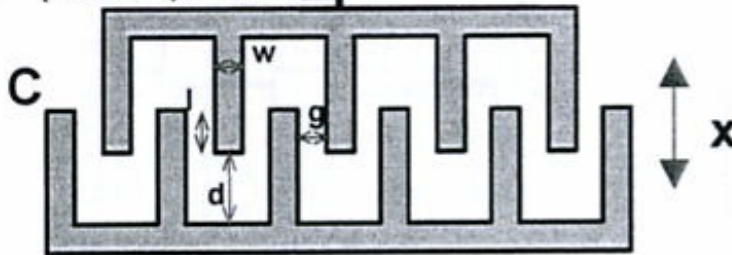
# Comb-like (inter-digital) tunable MEMS capacitors

Deflection:

$$x = V^2 (dC/dx) / 2k$$



Idea: area-tuning capacitor



71

## Design and fabrication

(Rockwell Science Center):

- Comb-like structure using single mask process
- Deep anisotropic silicon etching technique in ICP (inductively coupled plasma) reactor
- **Very flexible design: large range of C and TR**

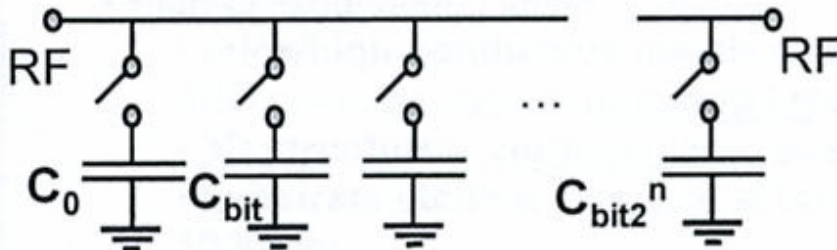
## Figures of merit:

- TR= 200%  $C_{max}=3.2pF$ ,  $C_{min}=6.44pF$ ,  $V=5V$
- Recent results show:  $Q > 40-160 @ 400-1600MHz$

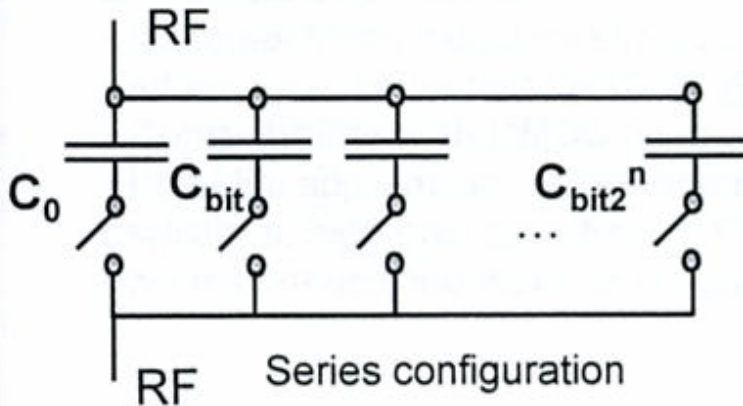


# RF MEMS capacitor banks

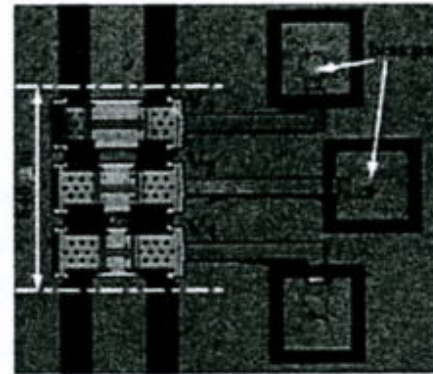
n-bit capacitor bank with capacitive switch and fixed  $C_0$



Shunt configuration



Series configuration



**Design and process** (University of Michigan)

- 3-bit digital MEMA varactor on glass substrate

## Performance

- TR= 3:1, C=146- 430fF in K-band
- Q= 5 – 10 @ 10GHz
- Q > 50 – 200 reported by same authors

L. Dussopt and G. Rebeiz, IEEE Microwave and wireless comp. Letts, vol. 14, 2003, pp. 361-363.

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - **Induktanser**
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter



# RF MEMS induktanser

- Induktor realiseres som en **spole**
  - Magnetisk og elektrisk fluks
- To sentrale lover
  - Faradays lov
    - Varierende **magnetfelt** induserer **strøm**
  - Amperes lov
    - **Strøm** som flyter setter opp **magnetfelt**

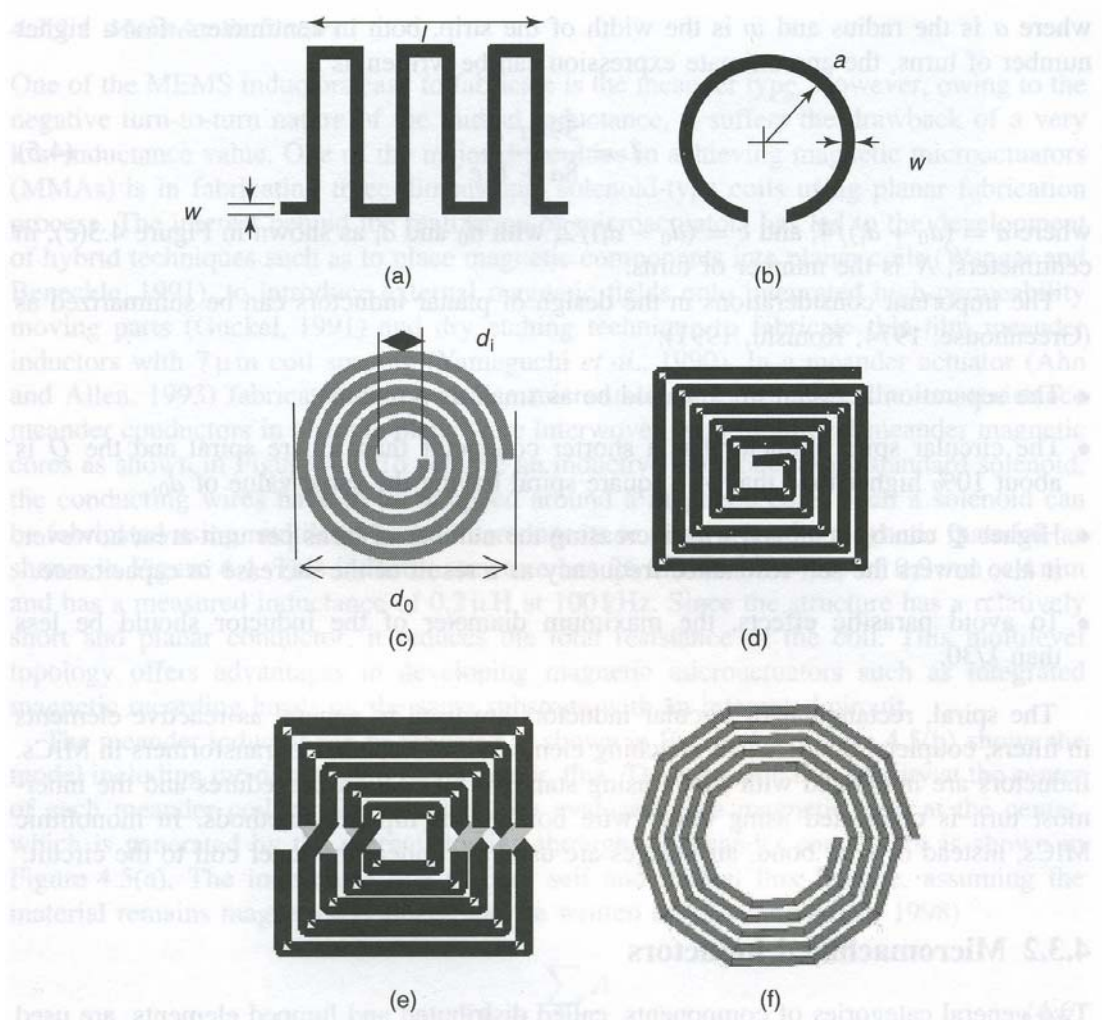
# Ulike typer RF MEMS induktorer

- To-dimensjonale (**planare**) induktorer
- Tre-dimensjonale induktorer, **solenoider**
- Kun **fast-verdi** induktorer realiseres
  - Ingen praktisk implementasjon av tunbare eksisterer
- Realisering av **induktor-banker**
  - Mange induktanser med faste, høye Q-verdier
  - I kombinasjon med kontakt-svitsjer

# Planare induktanser

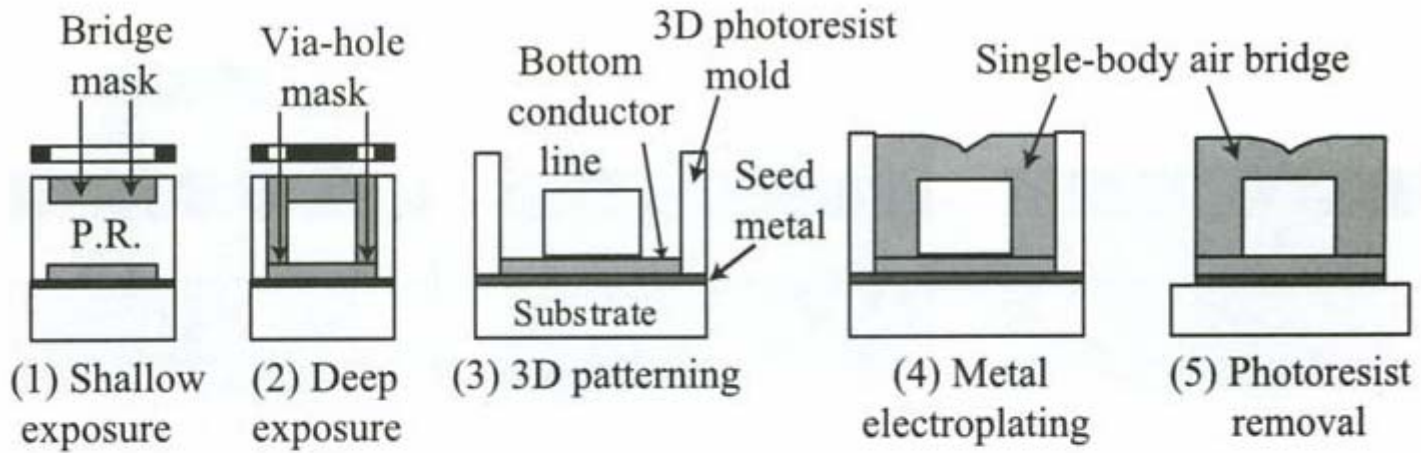
Meander

Spiral

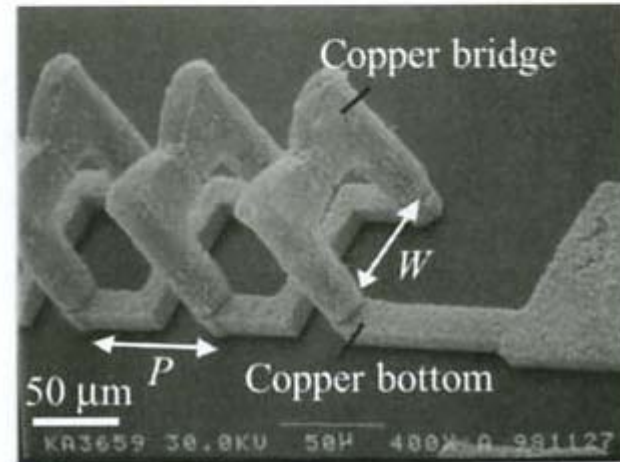
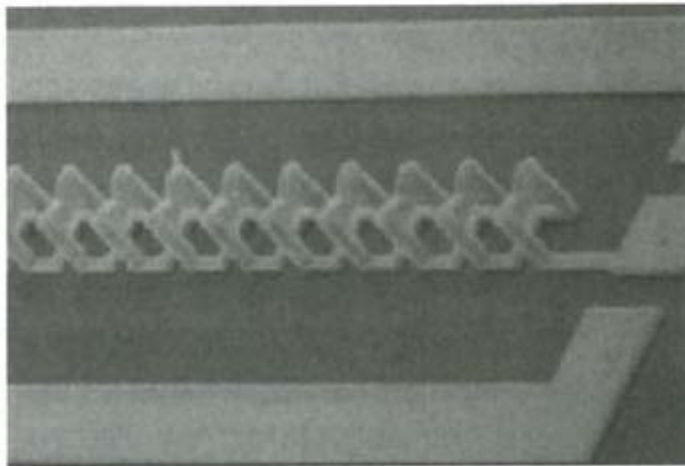


**Figure 4.3** Schematic diagram of common planar inductors: (a) meander; (b) loop; (c) circular spiral; (d) square spiral; (e) symmetric spiral; (f) polygon spiral

# Solenoid



(a)



(b)

# Generell modell for planar induktor

$L_s$  er lavfrekvens induktans

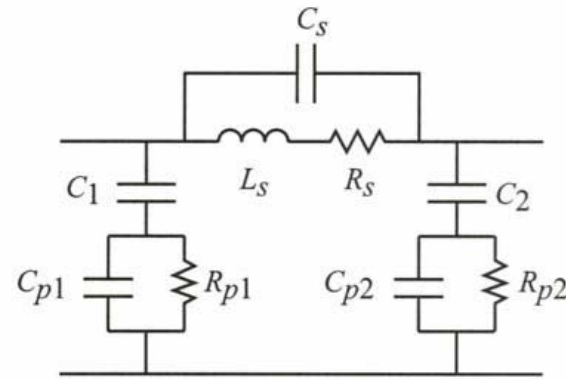
$R_s$  er serie-resistans

$C_s$  er kapasitans mellom vindingene

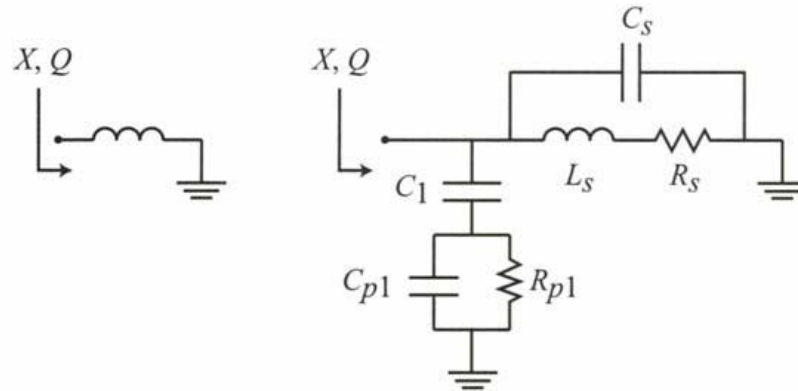
$C_1$  er kapasitansen i oksydlaget mellom spolen og substratet

$C_p$  er kapasitans til jord gjennom substratet

$R_p$  er eddy current tap i substratet



(a)



(b)

**Figure 12.1.** (a) The equivalent LRC model of a planar inductor. (b) A short-circuited inductor model typically used in  $S$ -parameter and  $Q$  measurements.  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$  are often assumed identical and equal to  $C_p$ .

# Induktor reaktans

Resistansen defineres ved 2 GHz

R antas å variere som sqrt (f) over 2 GHz pga skin-effekten (senere i forelesningen →)

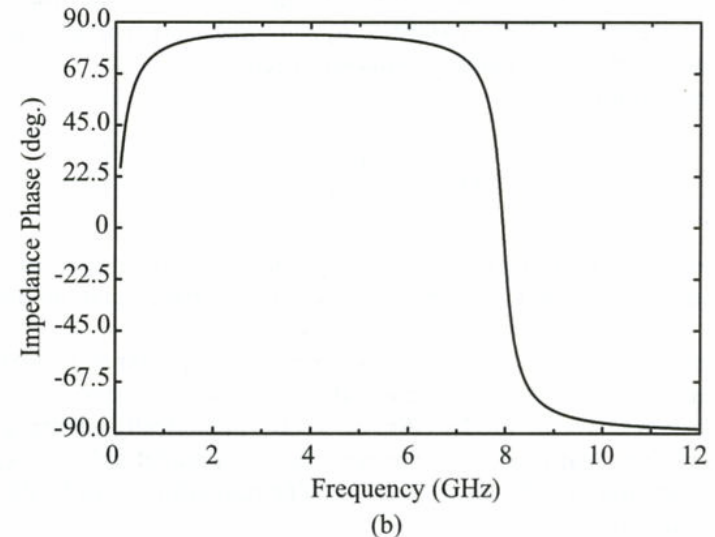
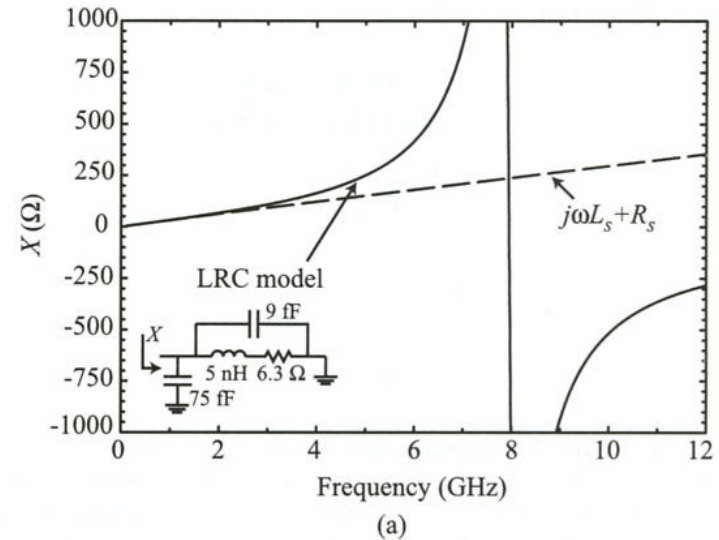
Parallell-type resonans ved 8 GHz, fasen endres også

Ved resonans er input-impedansen til en parallell resonator reell og gitt ved:

$$Z_{res} = \frac{(\omega L_s)^2}{R_s} \quad (12.3)$$

Viser at enkel L, R –modell er valid til 0.5 f\_resonans

Fase-egenskapene viser at komponenten er induktiv også videre oppover



**Figure 12.2.** The calculated  $X$  (a) and phase (b) of a planar 5-nH inductor. The resonant frequency is 8 GHz and the resistance is assumed constant up to 2 GHz and then increases as  $\sqrt{f}$ .

# Ulike designparametre

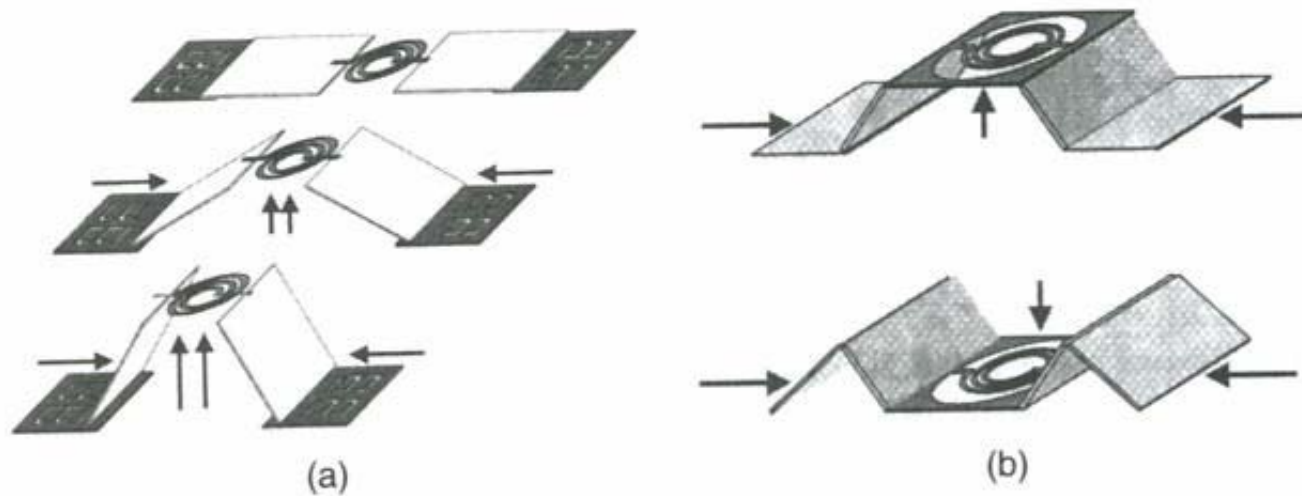
- Struktur
  - 2D – 3D, form
- Linjeavstand
- Linjebredde
- Antall vindinger
- Kjerne
- Tykkelse av ledere
- "Sheet resistance" av leder
- Tykkelse av isolator
- Substrat resistivitet

# Forbedring av Q-faktor

- Ha **tykke metall-lag** med god ledningsevne for å redusere serie-motstand ( $\rightarrow$  6 GHz)
  - Bruk Cu istedenfor Al
- **Hev spolen** fra underlaget
  - "Suspended inductor"
  - Redusere "eddy currents"
  - Benytte **3-D** strukturer
    - Bruk av kjerne-materiale
- Benytte **substrat-etsing** (1 – 100 GHz)
  - Substratets parasitt-kapasitans reduseres



# Induktans som løftes



**Figure 4.31** (a) Schematic diagram of the MESA micro-elevator by self-assembly structure; (b) the center platform can move upward or downward. Reproduced from L. Fan, R.T. Chen, A. Nepolsa and M.C. Wu, 1998, 'Universal MEMS platforms for passive RF components: suspended inductors and variable capacitors', in *Proceedings of 11th Annual International Workshop on MEMS '98*, IEEE, Washington, DC: 29–33, by permission of IEEE, © 1998 IEEE

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- **Integrasjon og pakking**
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Formål med pakking

- For sikker og pålitelig interaksjon med omgivelsene trengs **pakke**
  - Mekanisk bærer ("support")
  - Signalkoblinger til den fysiske verden
  - Varmetransport
  - **Beskyttelse** mot omgivelsene
  - Muliggjøre **kontakt** med omgivelsene
    - Trykksensor
    - Væskesystem

# Ulike pakketyper

- Viktige faktorer
  - Pakke-størrelse og form
  - Pakke-materiale
- Ulike typer pakker
  - **Keramiske pakker**
  - **Metall pakker**
  - **Plastikk pakker**
- Pakkingen kan kombineres med en 1. nivå's kapsling
  - Kapsling på brikkenivå. Eks. "microcaps"
  - Spesielt interessant hvor MEMS ikke trenger direkte kontakt med væsker eller gass

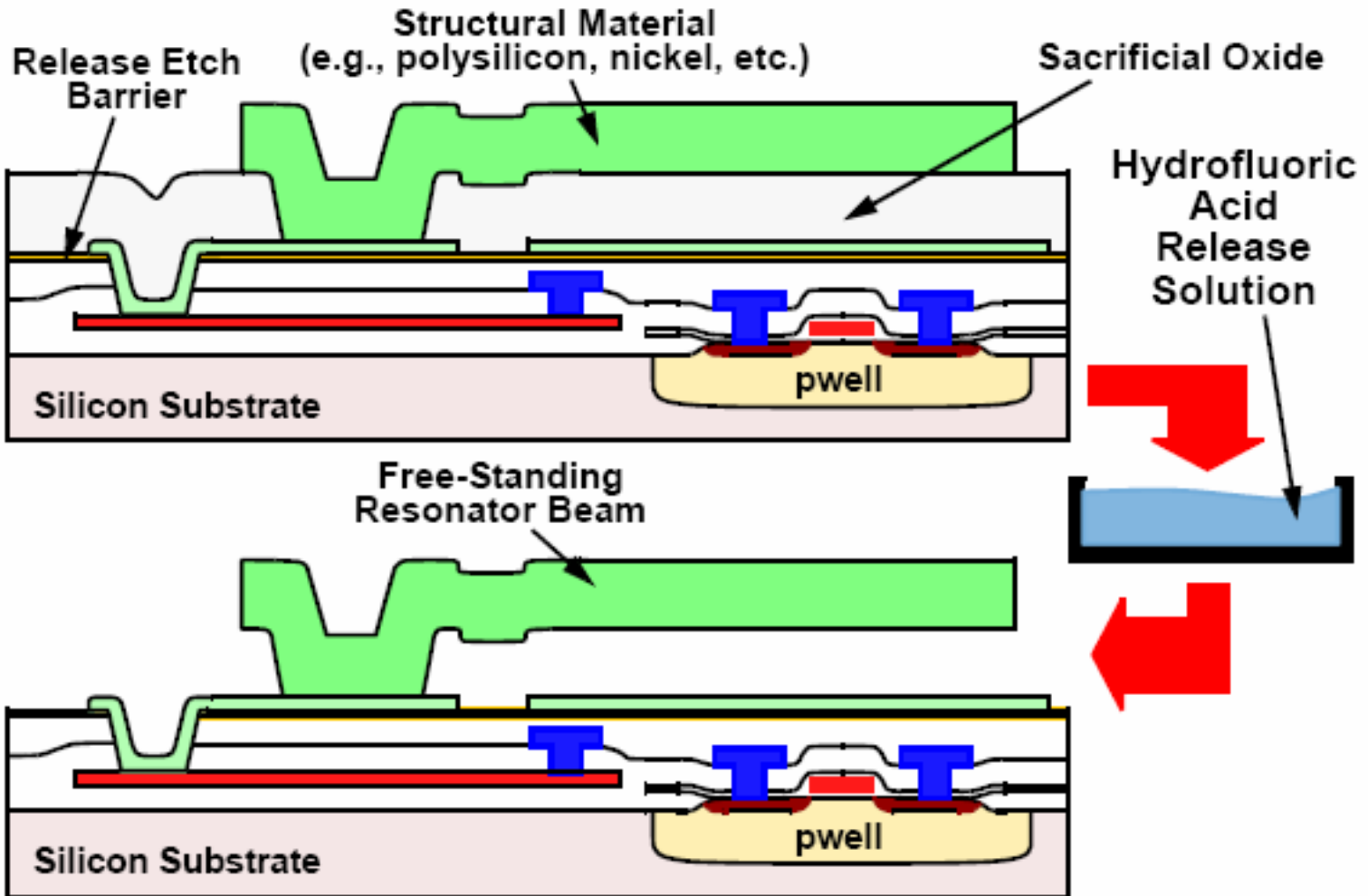
# Integrasjon av IC og MEMS, forts.

- Separate MEMS- og IC-brikker kan være upraktisk og kostbart
  - Ofte eneste mulighet
    - Pga. krav til teknologiene
    - MEMS og CMOS kan da optimaliseres hver for seg
- Elektroniske og mekaniske komponenter må forbindes
  - Eks. Filterbank trenger multipleksing-elektronikk
  - Ofte mange forbindelser mellom brikkene
  - **→ Ønske om en-brikke løsninger! (monolittisk integrasjon)**
- Teknologier for monolittisk integrasjon
  - Mixed krets- og mikromekanikk
  - Pre-kretser
  - Post-kretser

# Post-kretser

- Krets-prosesseringen gjøres før MEMS
  - Eks. UoC Berkely
  - Lavere topologi-krav
  - Planarisering trengs ikke
  - Kan bruke avanserte IC foundries og billigere "in-house" mikromekanikk-prosessering
  - Metoden har blitt utviklet gradvis
    - **Vanskeligheter i Al-basert metallisering**
    - Al kan ikke stå imot de **høye temperaturtrinnene** som trengs for mange av mikromekanikk-prosesstrinnene
      - Spesielt for de som kreves for høy Q
    - Kompromisser må gjøres i den ene eller andre prosessen

# Surface Micromachining



• Fabrication steps compatible with planar IC processing

*C. T.-C. Nguyen*

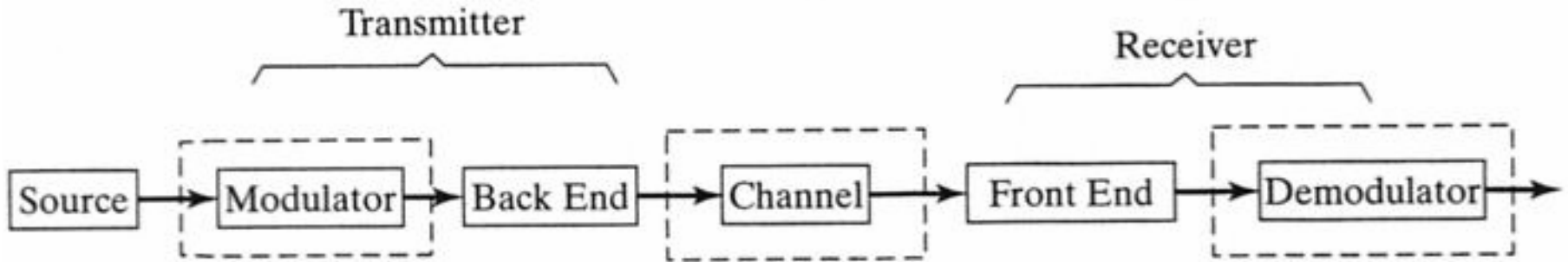
*Univ. of Michigan*

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- **RF MEMS i trådløse systemer**
- Konklusjon og fremtidsutsikter



# Generelt kommunikasjonssystem



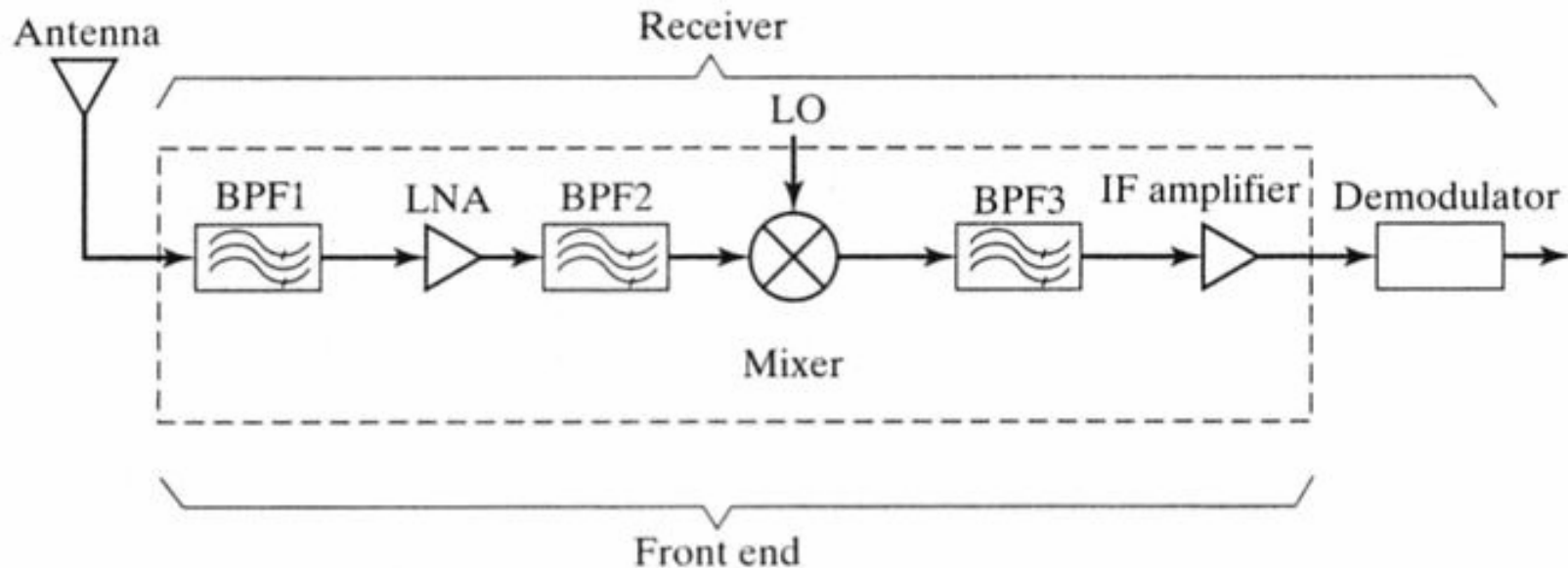
Bitstrøm moduleres på **bærebølge** (carrier)

Radiokanalen introduserer støy, interferens, forstyrrelser

Mottaker former signalet for demodulasjon

# 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

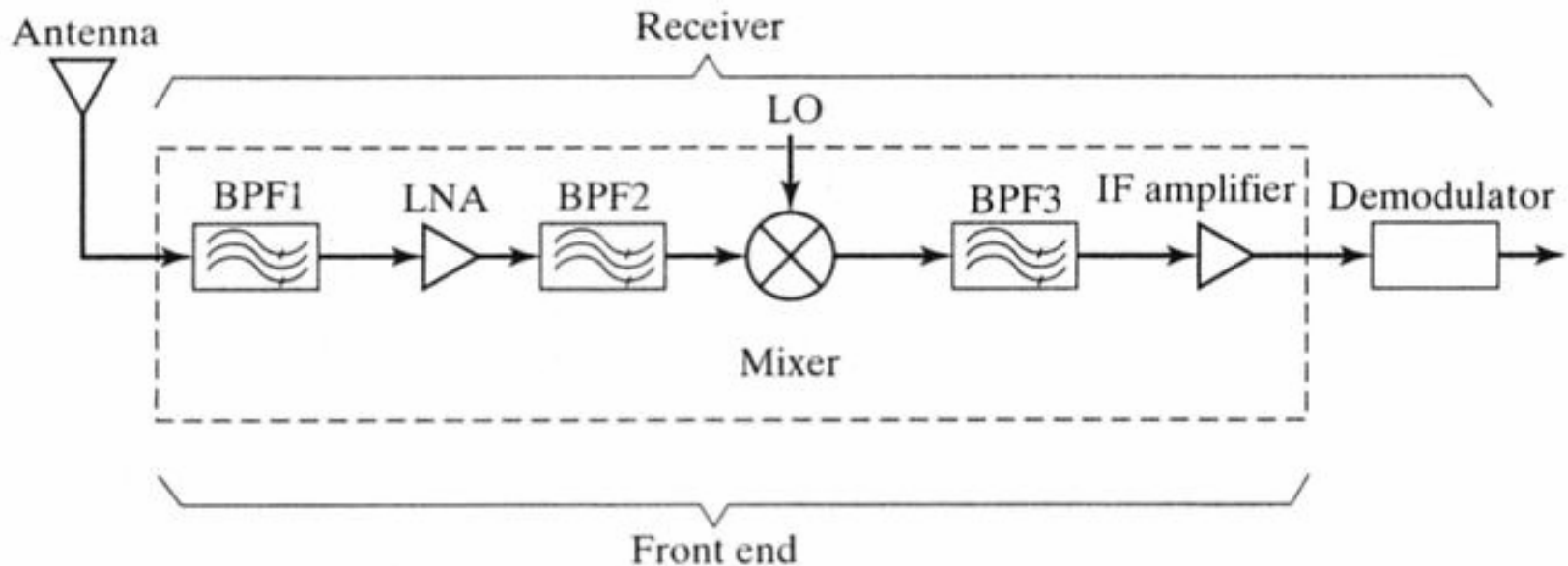


# Receiver, forts.

- 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 -> ødelegger

# Arkitektur, forts.

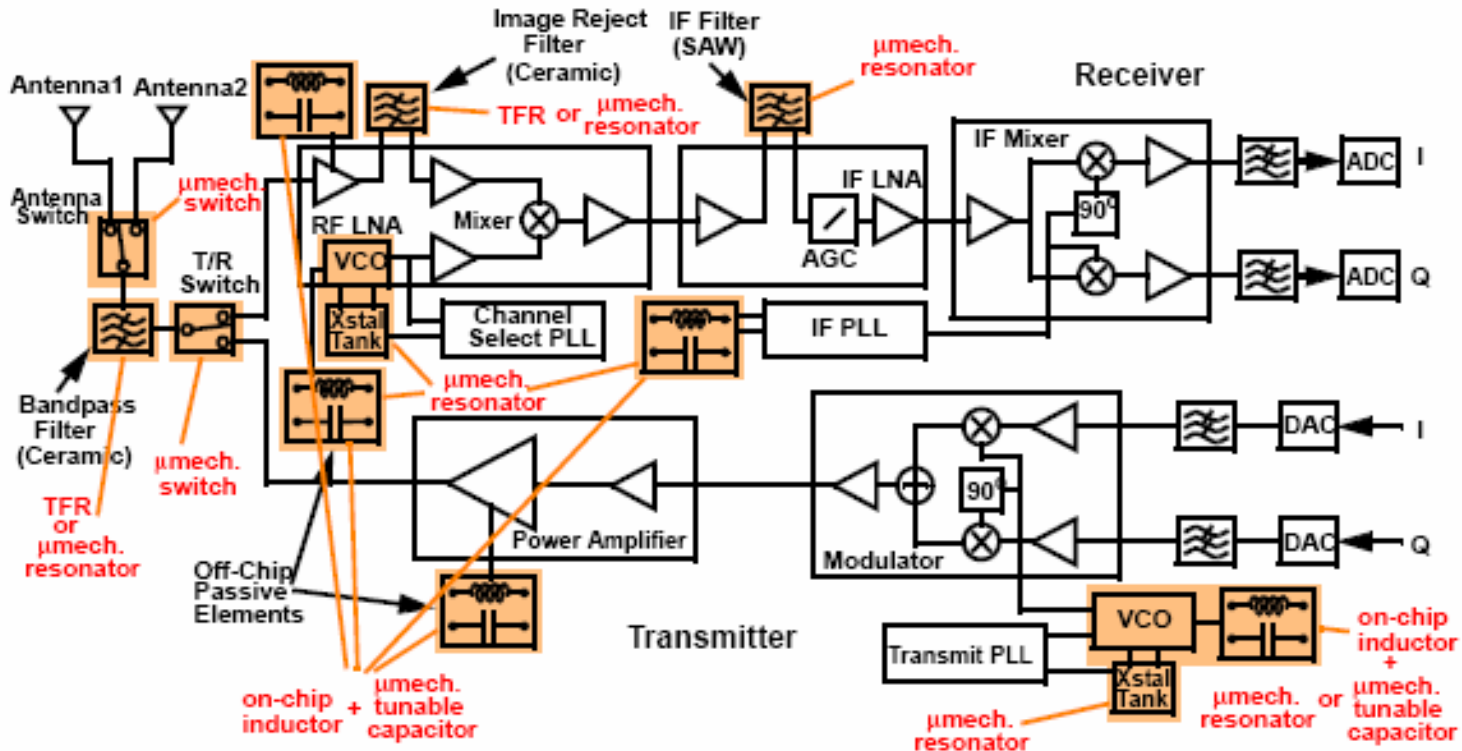
- Anti-image filter før miksing, BPF2
- Miksing
  - Frekvens-translasjon til **Intermediate Frequency, IF**
  - Variabel eller fast lokal oscillator (LO)-frekvens



# 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

# MEMS-Replaceable Transceiver Components

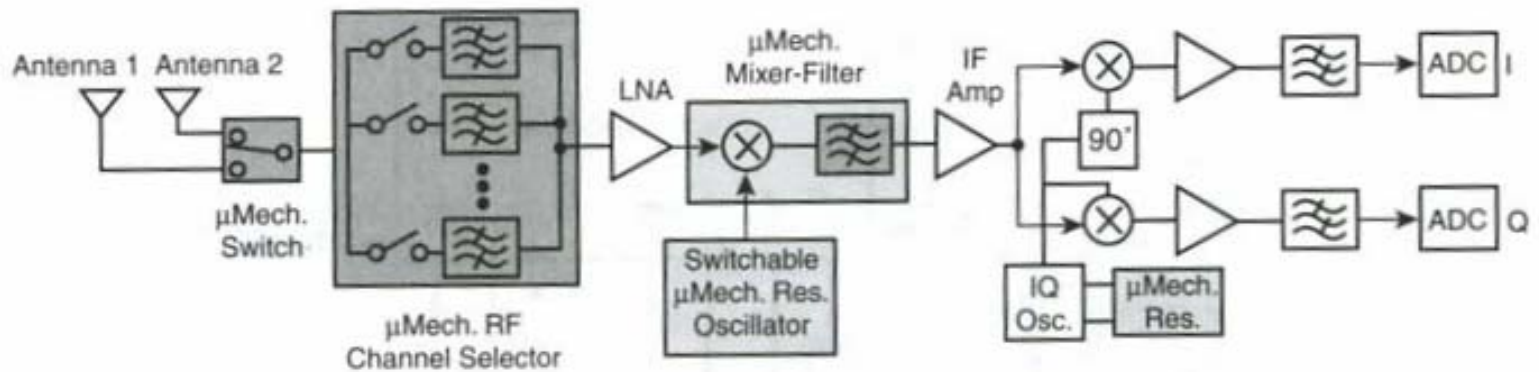


- A large number of off-chip high-Q components replaceable with  $\mu\text{machined}$  versions; e.g., using  $\mu\text{machined}$  resonators, switches, capacitors, and inductors

# 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

# MEMS filter-bank



**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.)



# Blokk-diagram for filter-bank

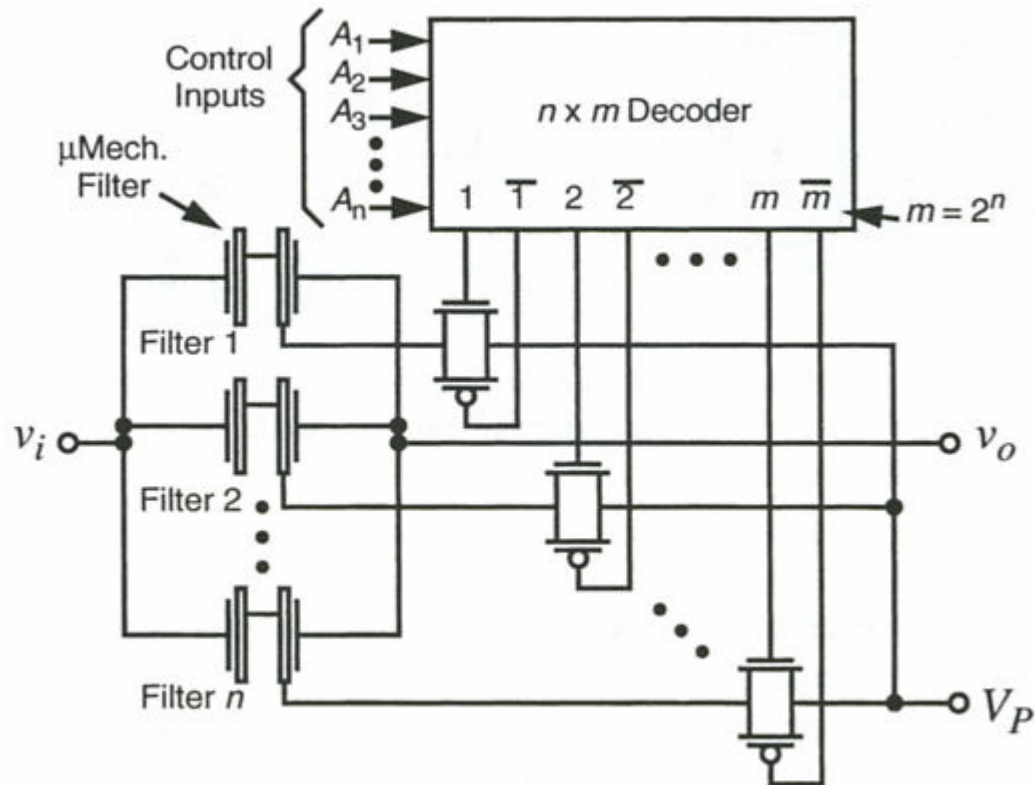
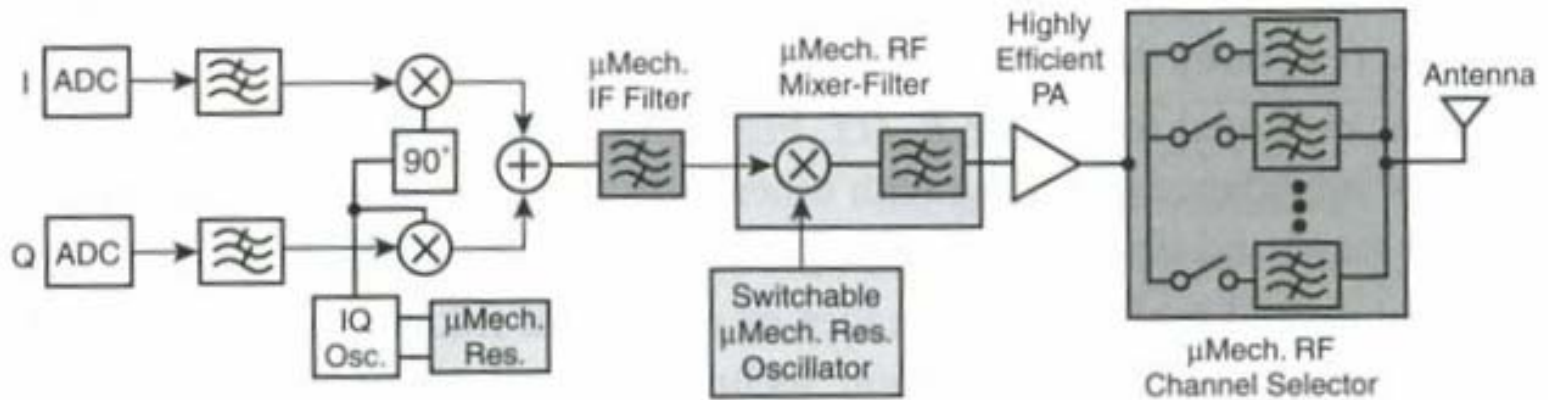


Figure 12.22. System/circuit diagram for an RF channel-select micromechanical filter bank.

# 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.

# 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 hanskles med **effekt**
  - 3. Egnede 2-port **impedans-verdier**
  - 4. effektive **integrasjonsmetoder**

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- Transduser-prinsipper
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- **Konklusjon og fremtidsutsikter**

# Konklusjon (kilde Ionescu, EPFL)

- RF MEMS er lovende for **kommunikasjons-anvendelser**
  - Miniaturisering av sentrale enheter
  - Økt HF ytelse
  - Lav-effekt operasjon
  - Stort potensiale for lav kostnad
    - Co-integrasjon med IC

# Konklusjon, forts.

- Sentrale trekk → **mikro-mekanisk prosessering!**
  - Co-design av elektromekanisk / RF -komponent
  - Tunbare/programmerbare passive komponenter med høy Q er demonstrert
  - Ny funksjonalitet for RF-kretser → programmerbarhet
  - Full krets-funksjonalitet (filtrering og miksing) i **én** funksjons-blokk
- RF IC med bare MEMS
  - Utfordrende mål for forskningen i feltet
  - ***Lav-effekt radio med RF MEMS blokker forventes å dukke opp veldig snart***

# Fremtidsutsikter for RF MEMS

(kilde Ionescu, EPFL)

- RF MEMS suksess er avhengig av co-**integrasjon** med mer tradisjonell IC-teknologi
  - Kan gi høy ytelse og rekonfigurerbarhet
  - SOI kan vise seg å være best til co-integrasjon
- **Passive** RF MEMS komponenter vil sannsynligvis være de første til å inngå i industrielle anvendelser
- RF MEMS **svitsjer** vil sannsynligvis benyttes i mer nisjepregede anvendelser
  - Kapasitive svitsjer for  $> 10$  GHz
  - Fortsatt trengs det mye innsats når det gjelder pålitelighet og pakking

# Fremtidsutsikter for RF MEMS, forts.

- **Resonatorer er svært lovende!**
  - De kan erstatte en komplett krets-funksjon
  - Teknologien er CMOS-kompatibel og relativt skalerbar
- **Fremskritt når det gjelder pålitelighet og pakking i de neste årene vil avgjøre hvilket gjennomslag RF MEMS vil få!**