

# INF 5490 RF MEMS

## **F15: Oppsummering, repetisjon**

V2007, Oddvar Søråsen  
Institutt for informatikk, UiO

# Oversikt

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

# Oversikt

- **Motivasjon**
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- 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
  - nye system-arkitekturer
  - → Rekonfigurerbare RF-kretser
    - bruk av svitsjer

# Fordeler gitt av RF MEMS

- Subsystemer med høy **ytelse**
  - Økt selektivitet: skarpe filtre
  - Høyere Q-faktor: stabil "tank" frekvens
  - Redusert tap
  - Bedre isolasjon, mindre overhøring
  - Lavere signalforvrengning
  - Økt båndbredde
- Krets og system **miniatyrisering**
  - Systemintegrasjon ( $\mu$ elektronikk + MEMS)
  - SoC (System-on-Chip) eller ved pakking
- **Kostnadsreduksjon**
  - Batch prosessering  $\rightarrow$  lavere kostnader
- Lavere **effektforbruk**

# Litt om MEMS, generelt

- 2 typer: Aktuatorer og sensorer kan realiseres
  - **Aktuator:** (output)
    - Bevegelig struktur kontrollert ved elektrisk mikrokrets
    - Eks. mikromotor
    - Eks. kondensator med bevegelige plater
  - **Sensor:** (input)
    - Kan "føle"/påvirkes av omgivelsene
    - Bevegelse omformes til elektriske signaler
    - Mange eksempler (trykk, aksellerasjon)
      - De tidligste anvendelsene

# Oversikt

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

# Mikromaskinering

- Mikromaskinering, definisjon:
  - *Presist å **definere** og **realisere** vilkårlige mikroskopiske mekaniske strukturer **i** (ut av) eller **på** et grunnmateriale*
- Silisium mikromaskinering er mest utviklet
  - Metoder fra IC-industrien er overtatt
    - ”vokste ut av” IC-prosesser
  - Nye metoder er også spesielt utviklet for MEMS
    - Mange variasjoner, - lite standardisering!

# Hva trengs?

- Et passende grunnmateriale: **substrat**
  - Si, SOI, glass (PSG), kvarts
- Metoder for å
  - Definere geometrier (mønstre)
  - Endre materialelegenskaper
  - Fjerne materiale
  - Legge til nytt materiale
  - Sette sammen hele skiver

# Sentrale prosess-trinn

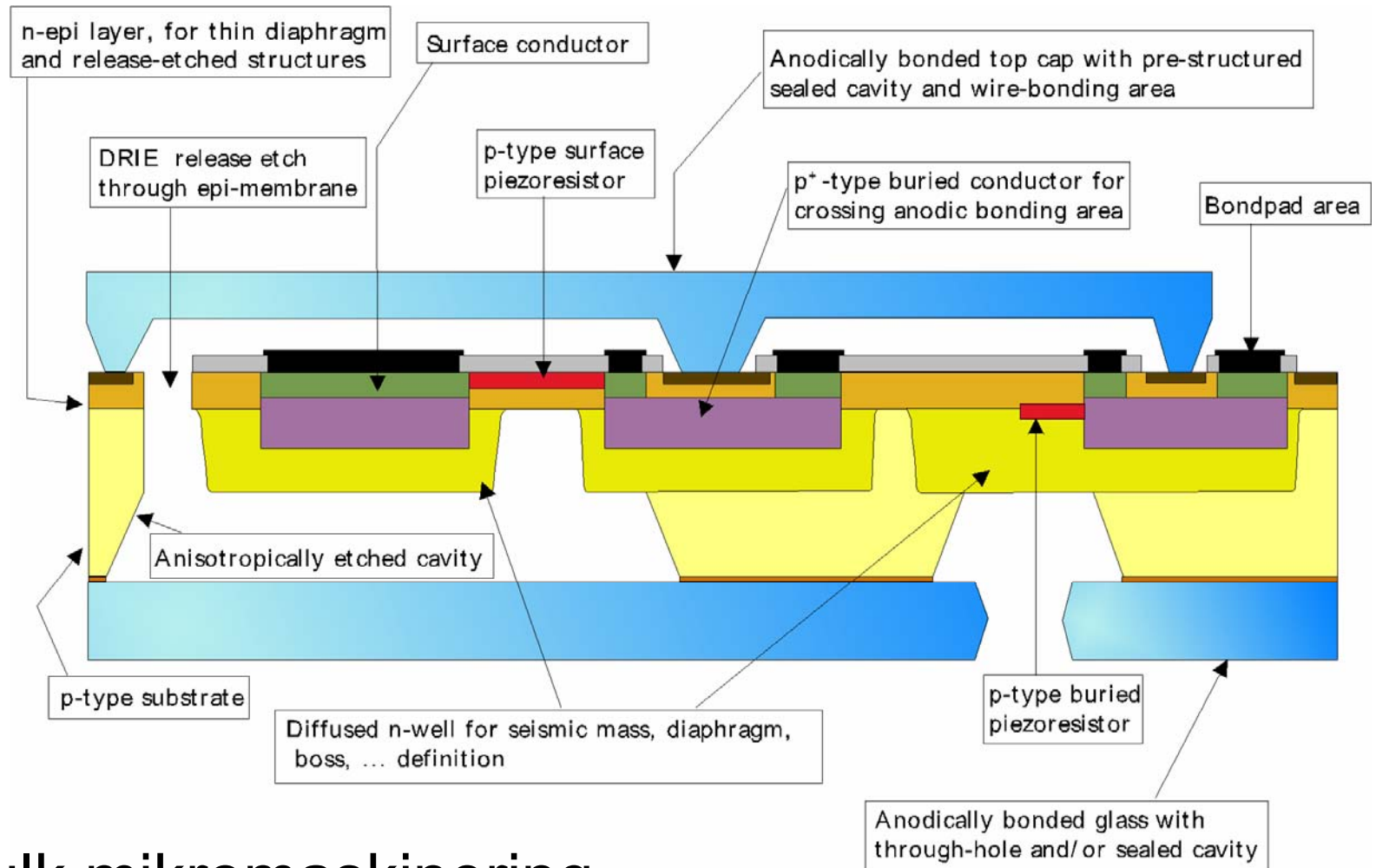
- Definere mønstre
  - *Fotolitografi*
- Endre materialelegenskaper i halvledere
  - *Diffusjon*
- Fjerning av materiale
  - *Etsing*
- Legge til materiale - bygging av strukturer
  - *Deponering*



# 2 hovedtyper

- **”Bulk”** mikromaskinering
- **”Surface”** mikromaskinering

# MultiMEMS fra SensoNOR



Bulk mikromaskinering

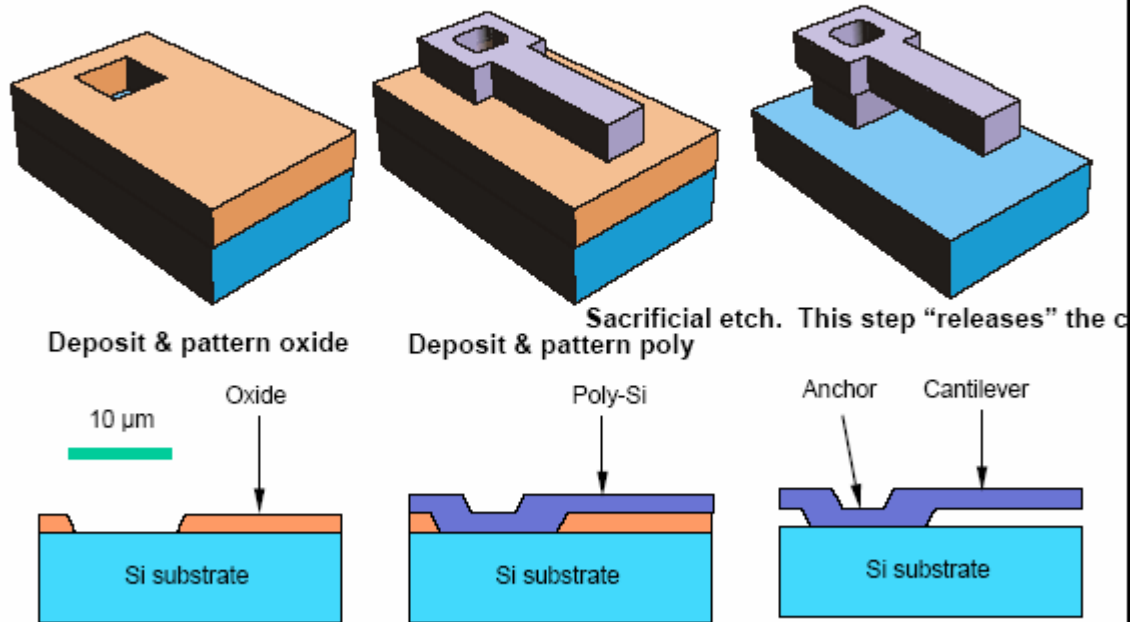
# Bulk mikromaskinering

- Diffusjoner og selektiv etsing av mønstre i et underliggende substrat
  - Kraftig etsing av substratet → membraner
  - Ofte fra baksiden (våt-etsing: væske benyttes)
  - Evt. kombinert med tørr-etsing fra forsiden
- Mest moden av de to teknologiene
- Typiske eksempler
  - Trykk-sensor, Si-ventiler, aksellerometer
- Wafer-bonding kan være nødvendig i tillegg
  - Sette sammen hele skiver (wafere)

# Overflate mikromaskinering

- **"Surface"** mikromaskinering
  - Legge til lag
    - **Strukturelle lag**
    - **Offer-lag (sacrificial layers)** = "avstands-lag"
  - Selektiv etsing av strukturelle lag
  - Fjerning av offer-lag

## Micromachining a Cantilever



8

# Overflate mikromaskinering

- + Kan lage strukturer med mindre dimensjoner
- + Muliggjør integrasjon med IC-komponenter
- ÷ Strukturer har mindre "masse"
  - Kan være utilstrekkelig for enkelte anvendelser
    - aksellerometere
- Offer-lag ("sacrificial layer")
  - Må kunne fjernes effektivt ved etsing
    - Perforering av store flater nødvendig
    - Unngå "stiction" (sammenklebing, vedheft)
- Strukturelle lag må ha
  - Ønskede fysiske, kjemiske og elektriske egenskaper
  - Egnede **mekaniske** egenskaper
    - Holdbarhet
    - **Stress**: problemet er ofte ulikt stress i nabo-filmer

# 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.

# Additive prosesstrinn

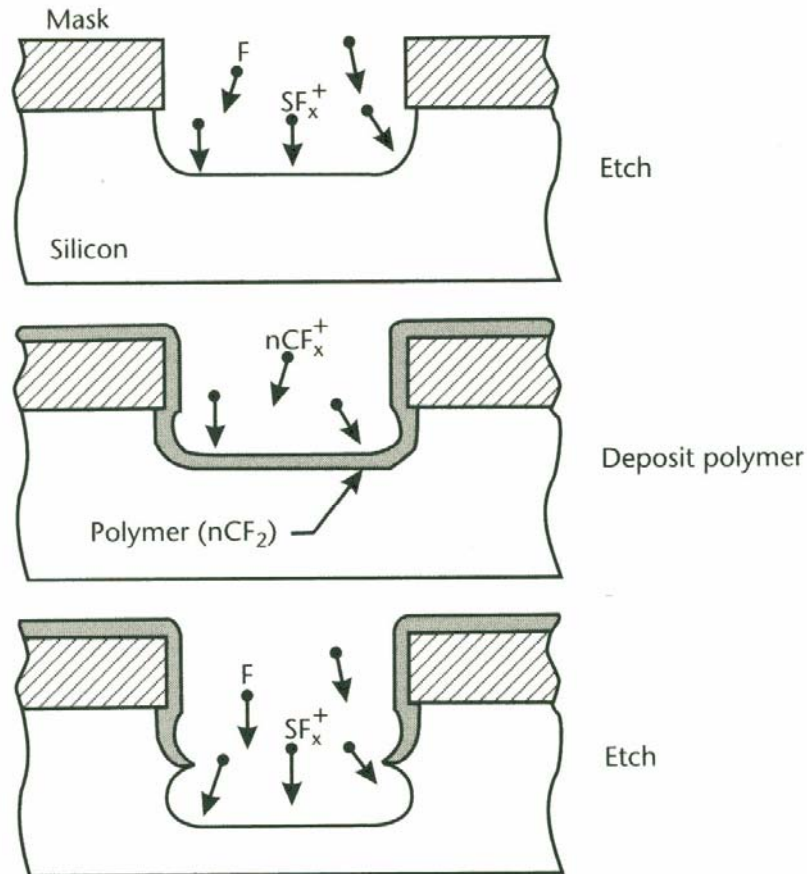
- Dannelse av filmer på overflaten av substrat
  - **Structural layers**
  - **Sacrificial layers ("spacers")**
- Teknikker
  - Epitaksiell groing
  - Oksidering av Si
  - Fordamping
  - Chemical Vapor Deposition, CVD
  - Sputtering
  - Støping



# 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.

# Oversikt

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

# Aktiveringsmekanismer

- MEMS strukturer er bevegelige **horisontalt** ("lateralt") eller **vertikalt**
- Aktiveringsmekanismer
  - **Elektrostatisk**
    - Kapasitans-strukturer
    - Gir lite energi, nok for RF-anvendelser
  - **Termisk**
  - **Magnetisk**
  - **Piezoelektrisk**
    - Trykk eller tøyning ("stress") produserer et elektrisk felt, - og motsatt!

# Transduser-prinsipper

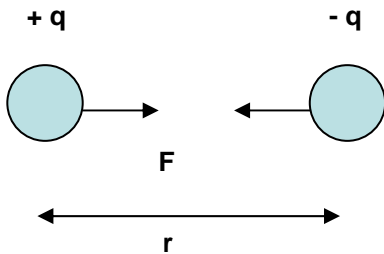
- **Elektrostatiske** transdusere
  - Krefter mellom elektriske ladninger (Coulombs lov)
  - Energi som lagres når mekanisk eller elektrisk arbeid utføres på enheten kan **konverteres** til den andre energi-formen
  - Den vanligste typen brukt ved elektromekanisk energi-konvertering
  - Ofte realisert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

# 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**



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

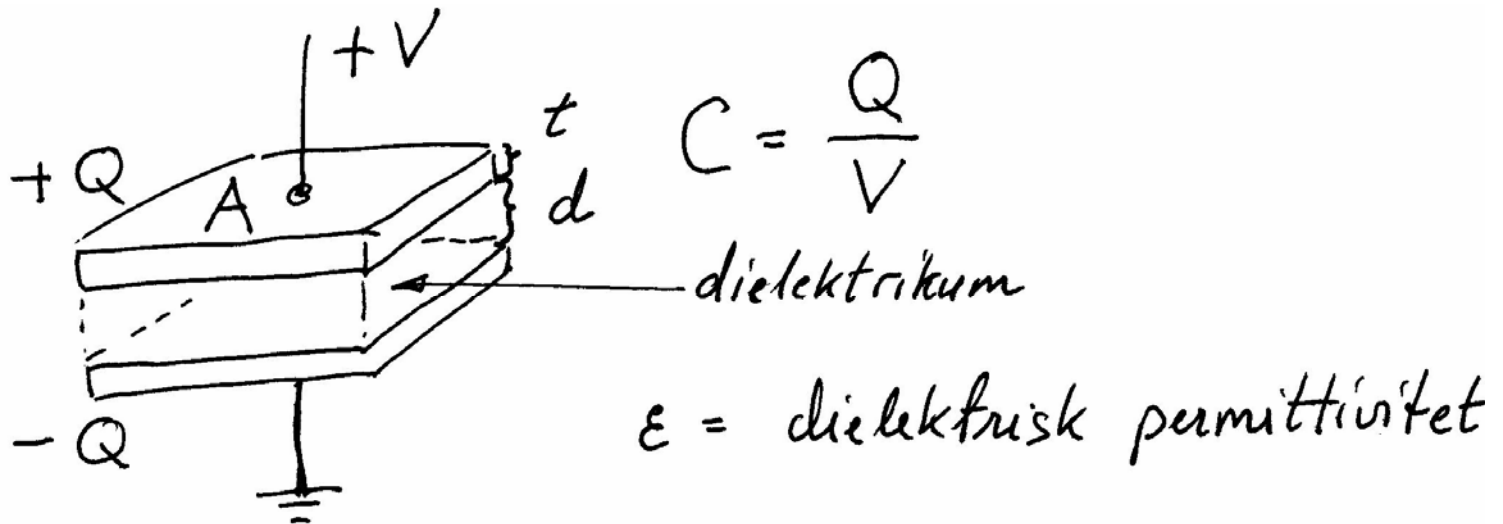
**Elektrisk felt** = kraft pr. enhetsladning  $\bar{E} = \frac{\bar{F}}{q_0}$

**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

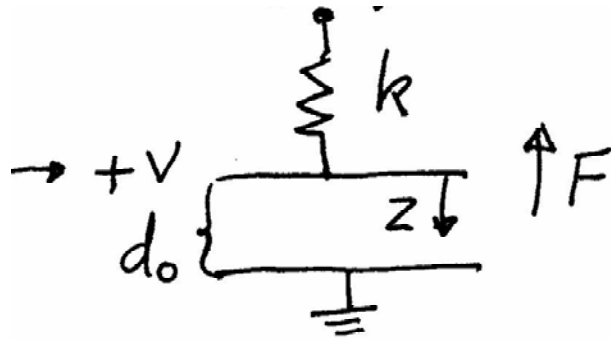


Tiltrekningskraft mellom platene

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



# 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

$$F_{net} = 0$$

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

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

Pull-in oppstår når:

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

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

## 2. Konvertering til elektriske ekvivalenter

- Mekanisk oppførsel kan modelleres ved **elektriske kretselementer**
  - Mekanisk struktur  $\rightarrow$  forenklinger  $\rightarrow$  ekvivalent elektrisk krets
  - Gir mulighet for å binde sammen elektrisk og mekanisk domene
    - eks. fjær/masse  $\rightarrow$  R, C, L
- Motivasjon for konvertering
  - Et rikt utvalg av **analyse-verktøy** kan brukes
    - Eks. SPICE
  - Forenklet modellering og sam-simulering av elektroniske og mekaniske deler av systemet

# 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

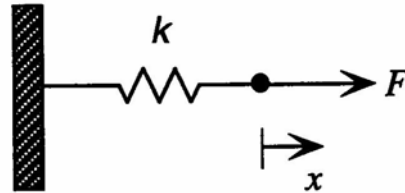
Energy Domain	Effort	Flow	Momentum	Displacement
Mechanical translation	Force $F$	Velocity $\dot{x}, v$	Momentum $p$	Position $x$
Fixed-axis rotation	Torque $\tau$	Angular velocity $\omega$	Angular momentum $J$	Angle $\theta$
Electric circuits	Voltage $V, v$	Current $I, i$	...	Charge $Q$
Magnetic circuits	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 $S$

# $e \rightarrow V$ - konvensjonen

- **Senturia** og **Tilmans** holder seg til  $e \rightarrow V$  – konvensjonen
- Eks. elektriske og mekaniske kretser
  - $e \rightarrow V$  (spenning)      tilsvarer  $F$  (kraft)
  - $f \rightarrow I$  (strøm)      tilsvarer  $v$  (hastighet)
  - $q \rightarrow Q$  (posisjon)      tilsvarer  $x$  (posisjon)
  - $e * f =$  "power" som tilføres elementet

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

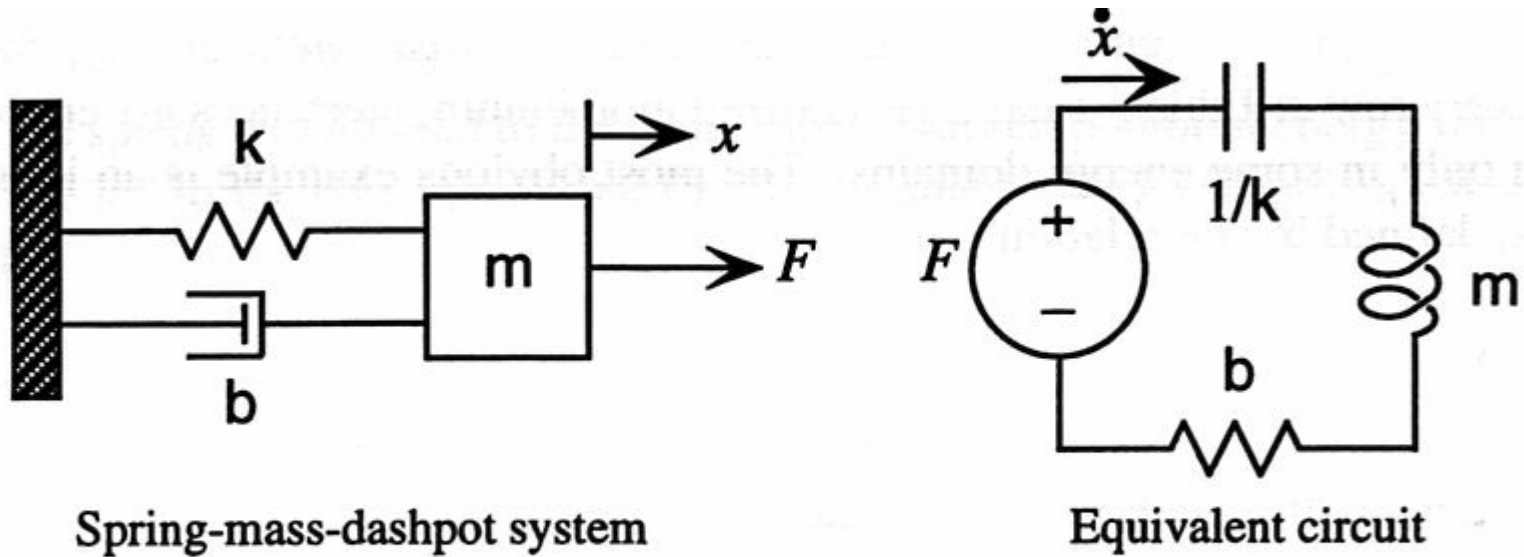
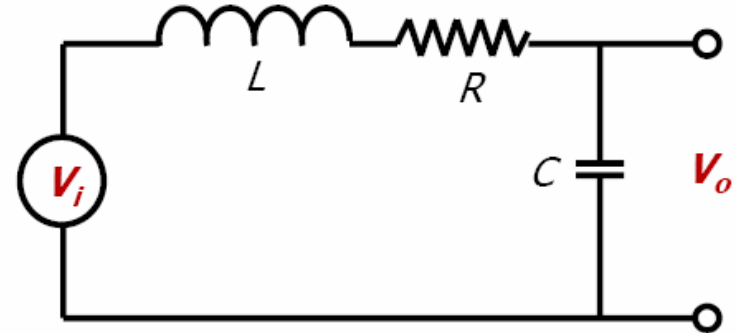
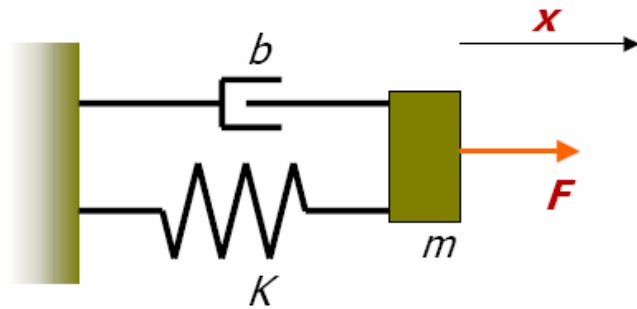


Figure 5.9. Translating mechanical to electrical representations.

# 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

- **Sammenkobling** av forskjellige energidomener hvor det ikke er energitap
  - 1. Hver av energidomenene omformes til sin elektriske ekvivalent
  - 2. Transformator og gyrator benyttes til sammenkobling
  - 3. Transformator kan "fjernes"
    - komponentverdiene må regnes om til nye verdier
    - vindingstall ("turn ratio") er en sentral parameter

# Interaksjon mellom energidomener

- Lineære 2-port elementer er
  - Transformator og gyrator

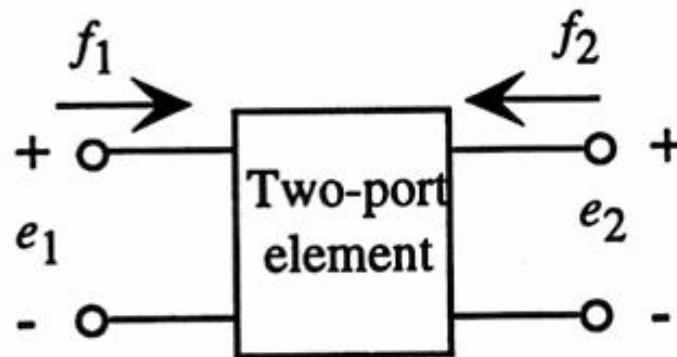


Figure 5.11. General two-port element.

effekt inn = effekt ut    IKKE TAP

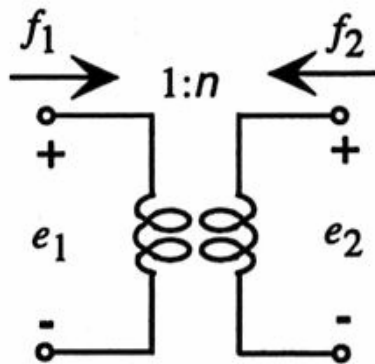
$$e_1 f_1 + e_2 f_2 = 0$$

(5.41)

# Transformator

TRANSFORMER:

$$\begin{pmatrix} e_2 \\ f_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n & 0 \\ 0 & -\frac{1}{n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ f_1 \end{pmatrix} \quad (5.42)$$



Transformer

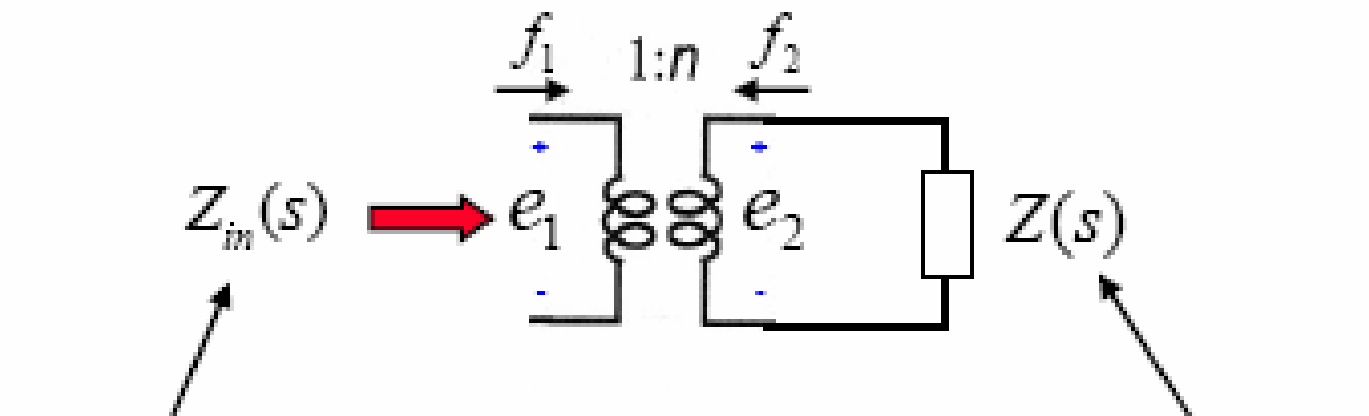
$$e_2 = n \cdot e_1$$
$$f_2 = -\frac{1}{n} f_1$$

$n$  = "turns ratio"

Eks. Binder sammen  $V$  og  $F$

vindingstall

## Impedance Transformation



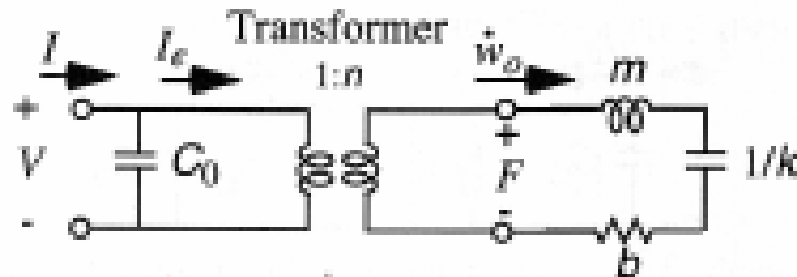
Equivalent Impedance In  
Electrical Domain

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

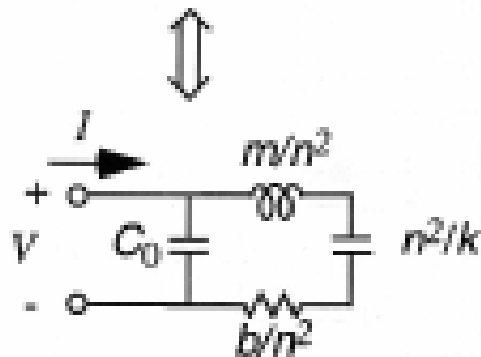
Impedance In  
Mechanical Domain

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

# 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
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskifttere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Overgang til RF medførere

- Økt frekvens:

- → kortere bølgelengde

- i vakuum:

$$\lambda \cdot f = c$$

- → signalene varierer over korte fysiske avstander

- spenning  $V$ , strøm  $I$  er ikke lenger konstante over komponentene

- → fører til krav om mindre komponent-dimensjoner

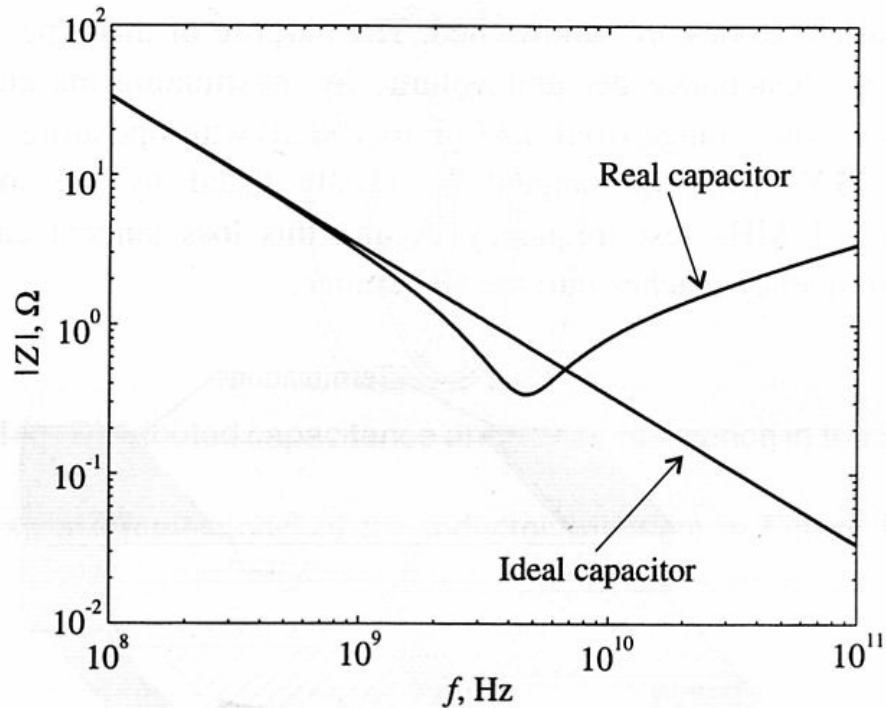
- høypresisjons-fabrikering

- mikromaskinering

# RF systemer

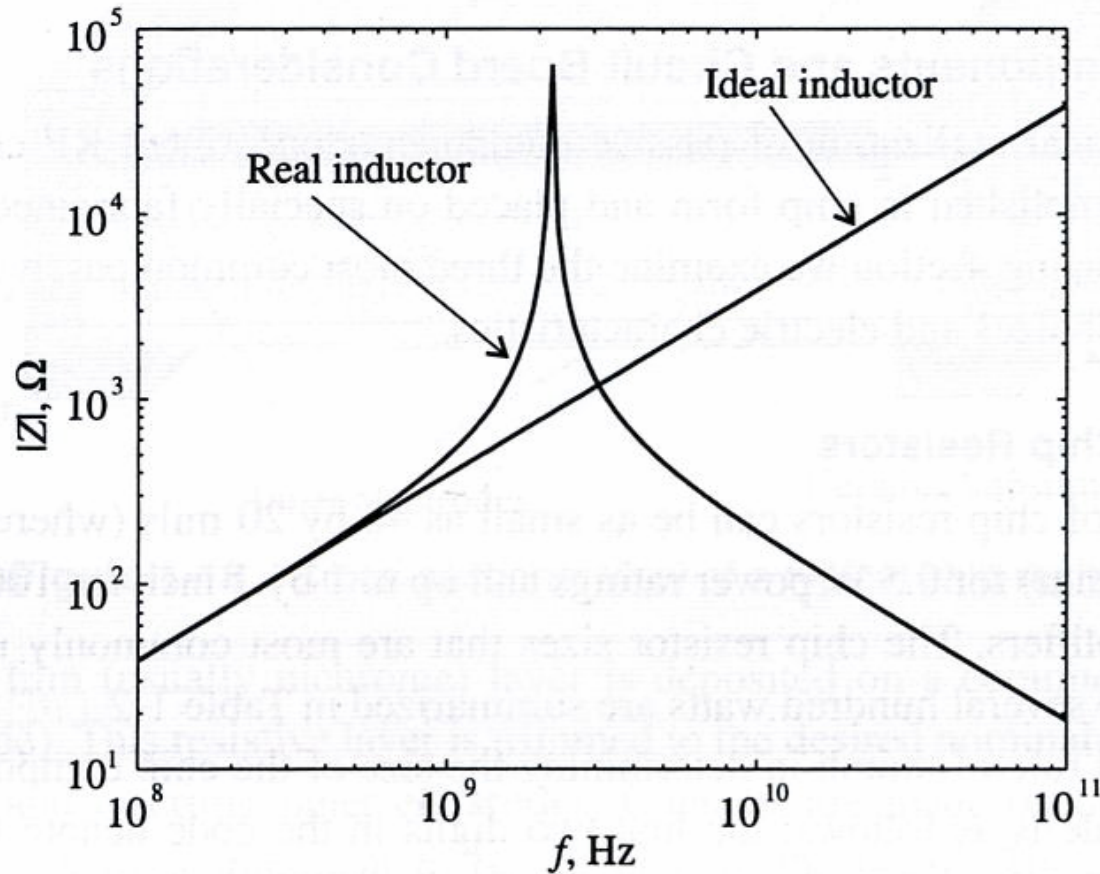
- Frekvens og bølgelengde
  - I vakuum:  $\lambda * f = c$ 
    - Økende frekvens -> minkende bølgelengde
  - Ved høye frekvenser (RF) er bølgelengden sammenlignbar med kretsdimensjonene
- Nye ekvivalentskjemaer for R, C og L
  - Impedans er avhengig av frekvens
- Må ta hensyn til ”**skin depth**”
-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

# Impedans som funksjon av $f$



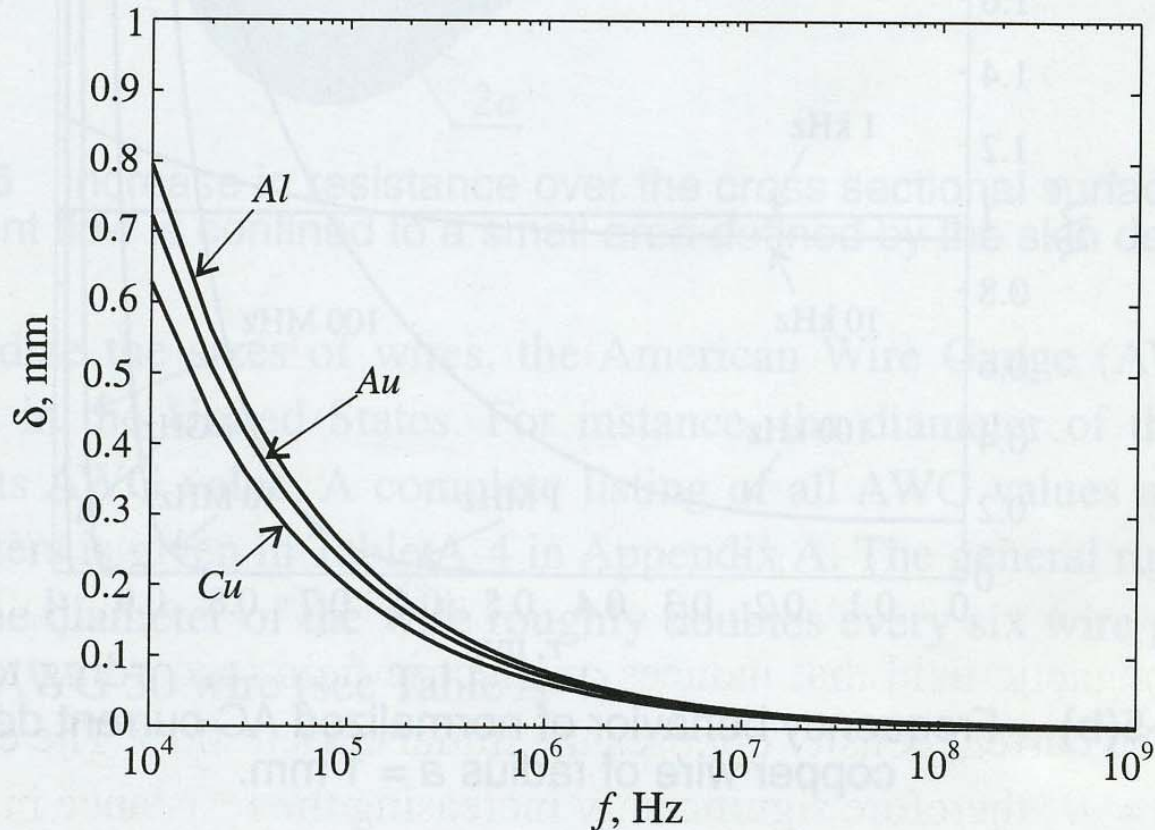
**Figure 1-17** Frequency response of the impedance of an RFC.

# "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? ->

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

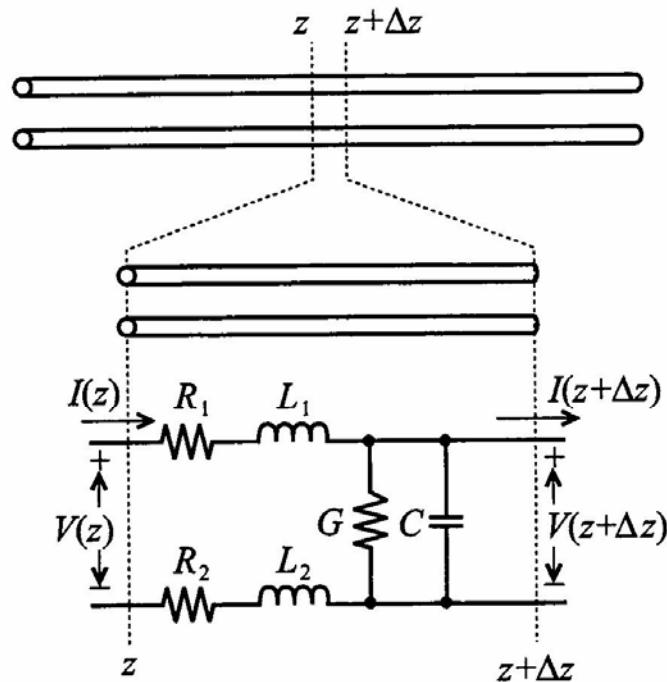
# "Skin-depth"



**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

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

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

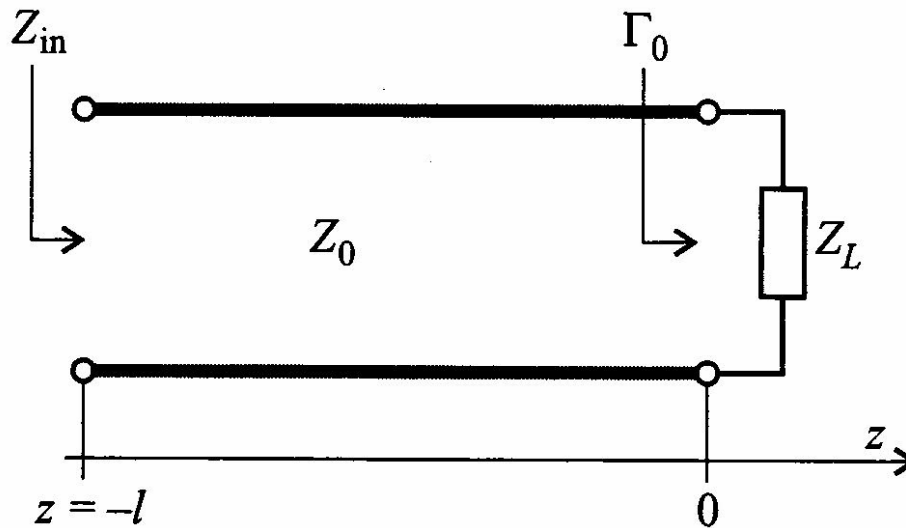
$$I(z) = \frac{k}{(R + j\omega L)} (V^+ e^{-kz} - V^- e^{+kz}) \quad (2.36) \quad (\text{Jmfr.2.27})$$

**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:

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

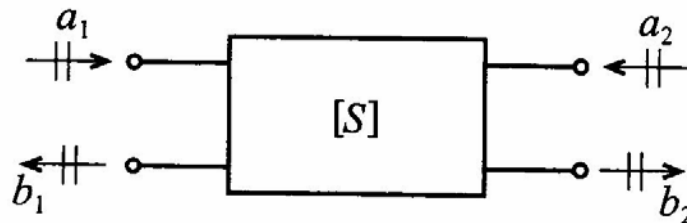
→ "MATCHING"

# 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**
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskifttere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Q-faktor

- Definisjon av **Q-faktor**

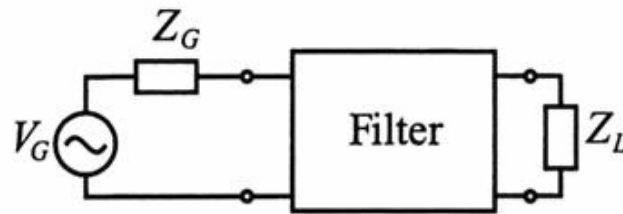
$$Q = \omega \left. \frac{\text{average stored energy}}{\text{energy loss per cycle}} \right|_{\omega = \omega_c} = \omega \left. \frac{\text{average stored energy}}{\text{power loss}} \right|_{\omega = \omega_c} = \omega \left. \frac{W_{\text{stored}}}{P_{\text{loss}}} \right|_{\omega = \omega_c} \quad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

- 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)

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

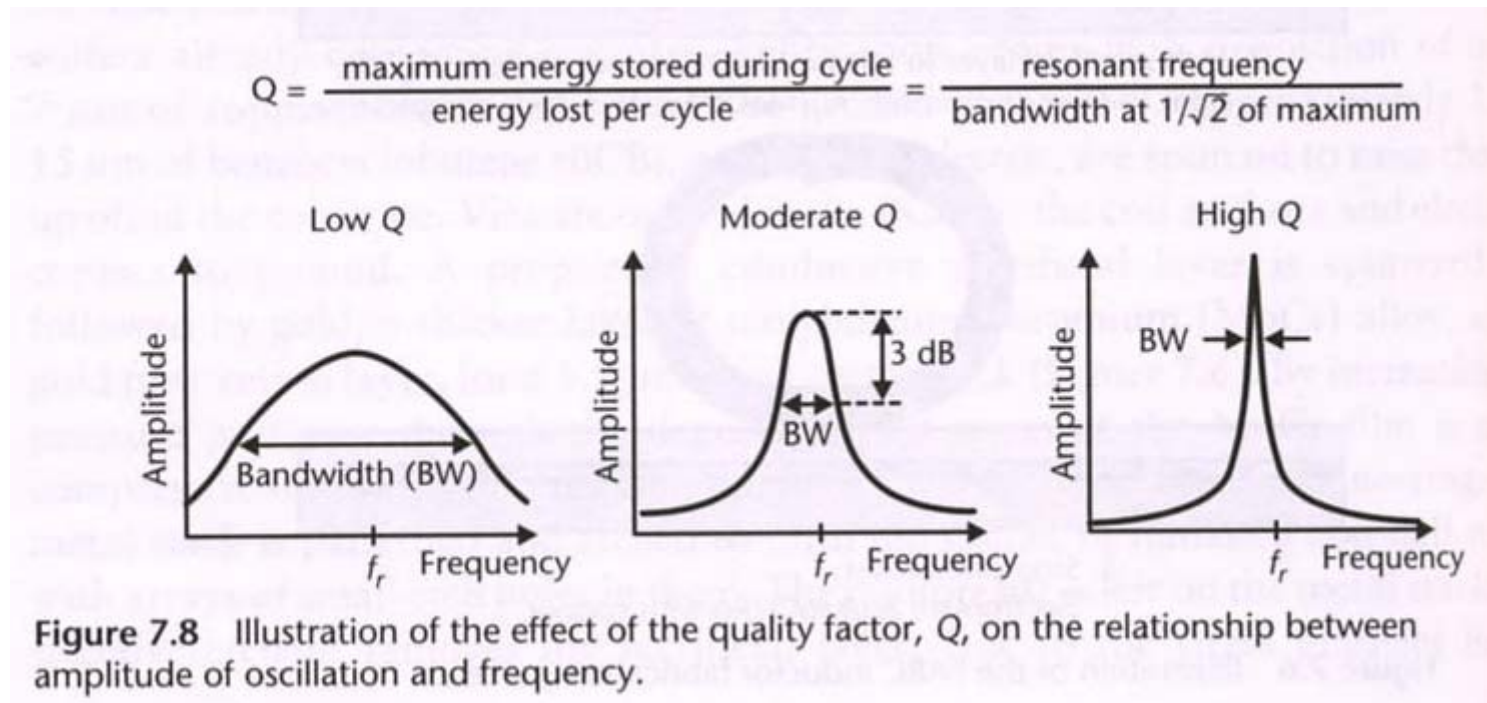
Characterize power loss due to dissipation mechanisms in reactive elements.

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

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

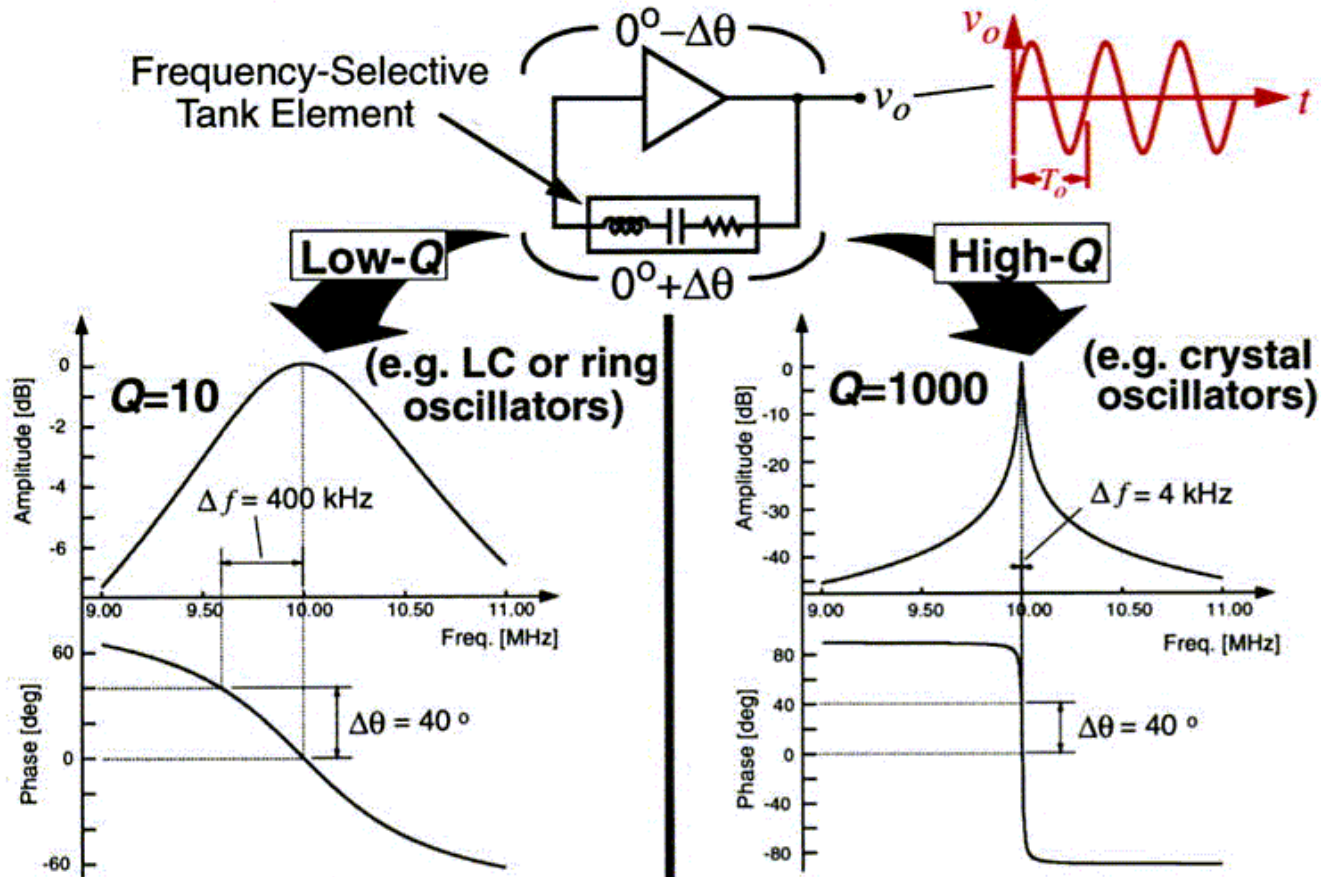
# Q-faktor i svingekretser

- 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
- 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

Centre for Frequency and Signal Processing

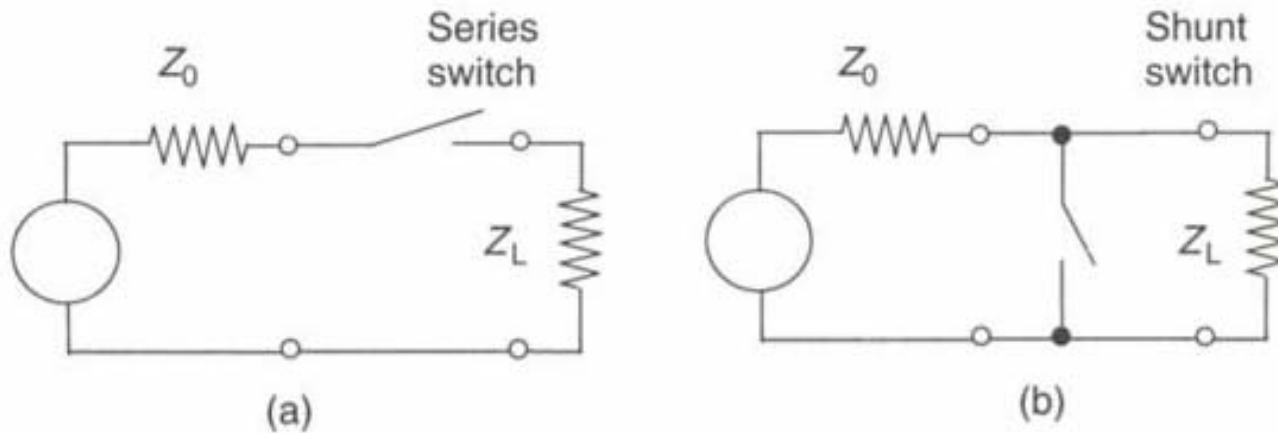


ÉCOLE POLYTECHNIQUE  
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

## 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**

# 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 \*

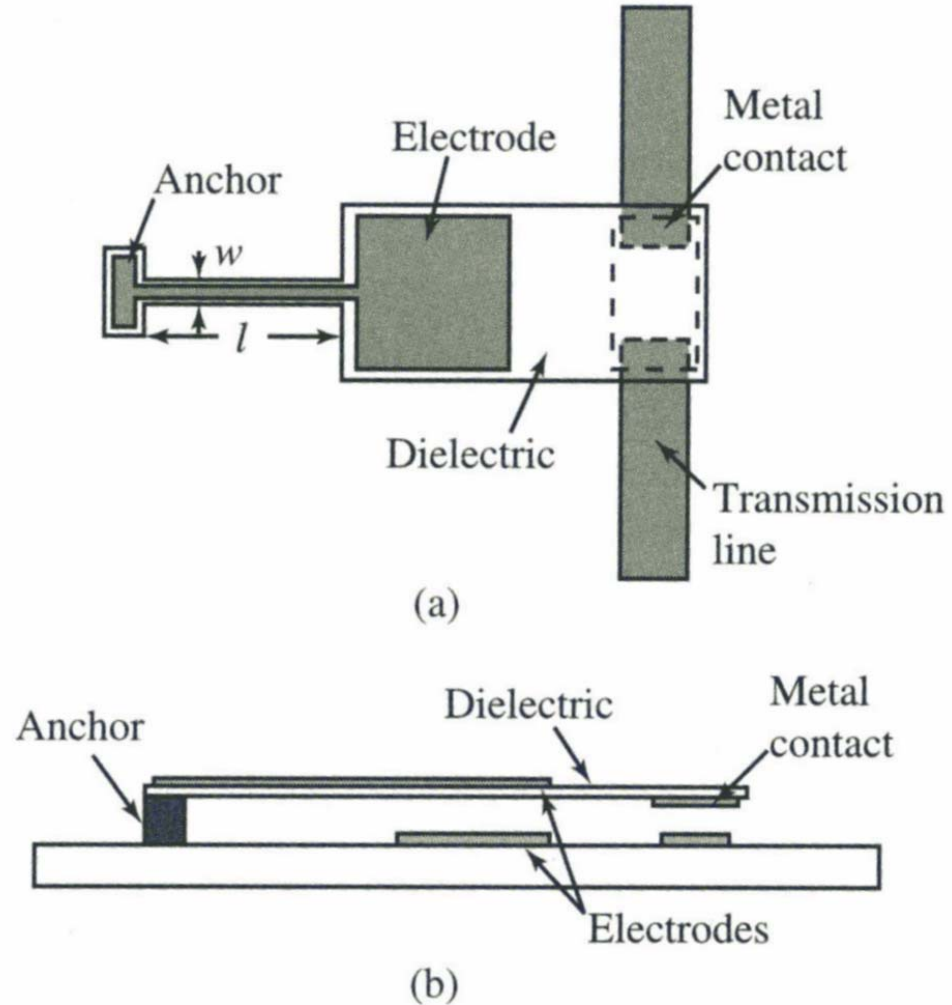
- clamped-clamped beam (c-c beam)

- Shunt kontakt-svitsj

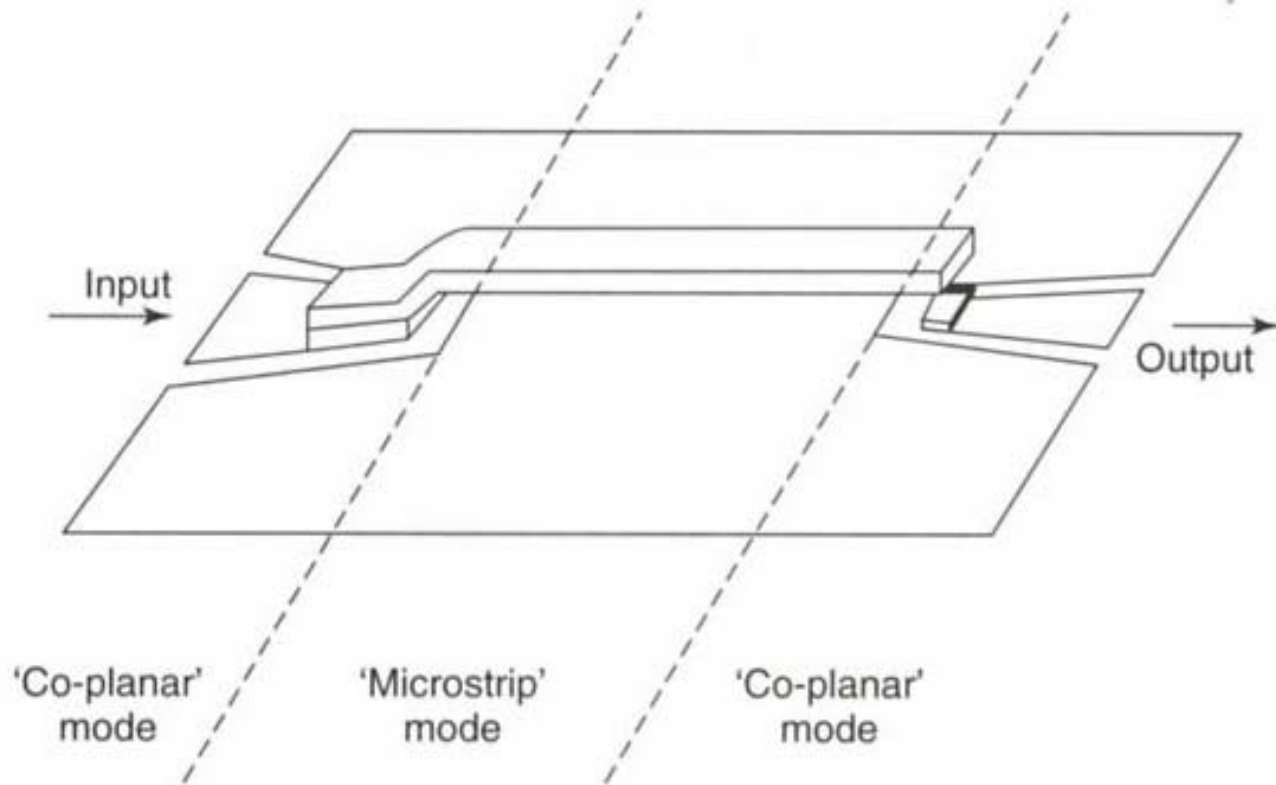
\* mest vanlig



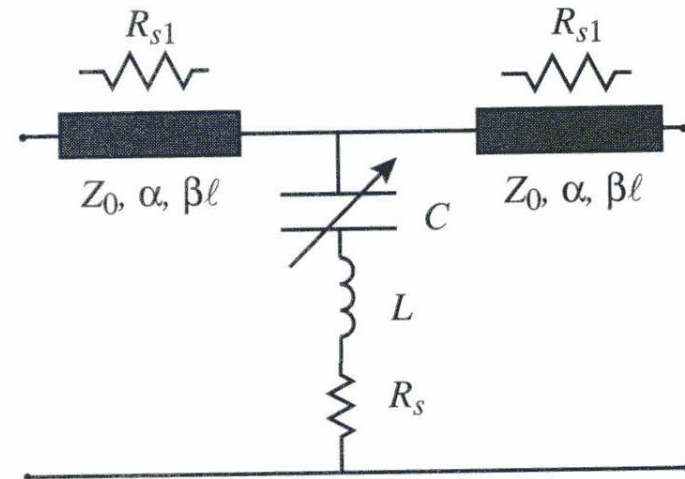
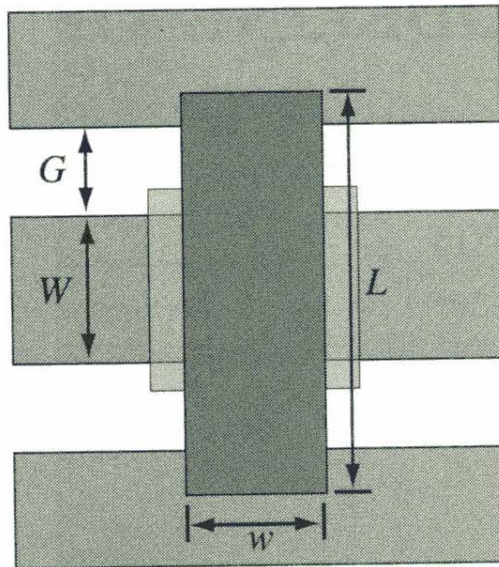
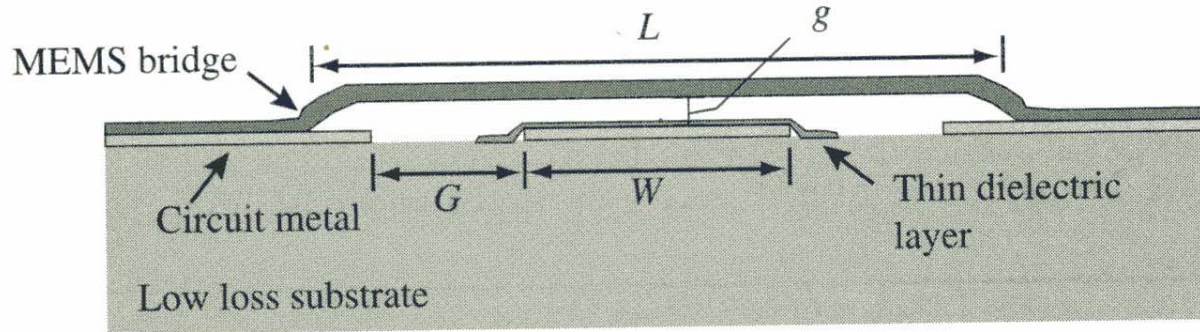
# Serie svitsj, eks.1



# 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 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

$$\sigma = F/A$$

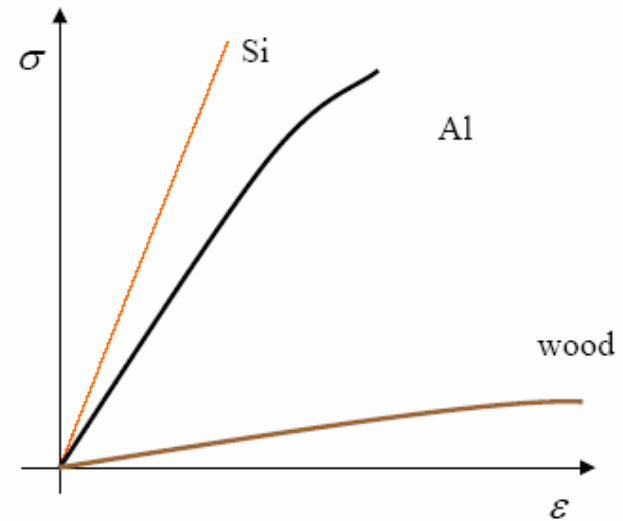
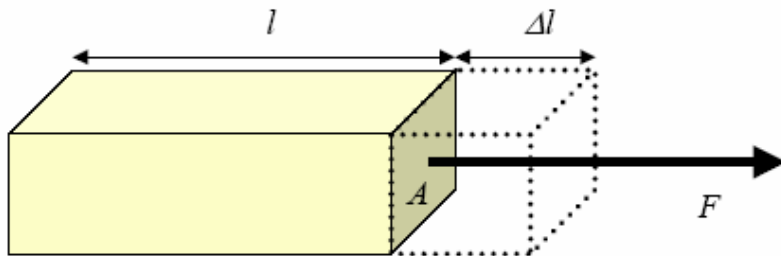
measured in  $\text{N/m}^2$  or Pa

compressive or tensile

**Strain:** ratio of deformation to length

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

measured in %, ppm, or microstrain



**Young's Modulus:**

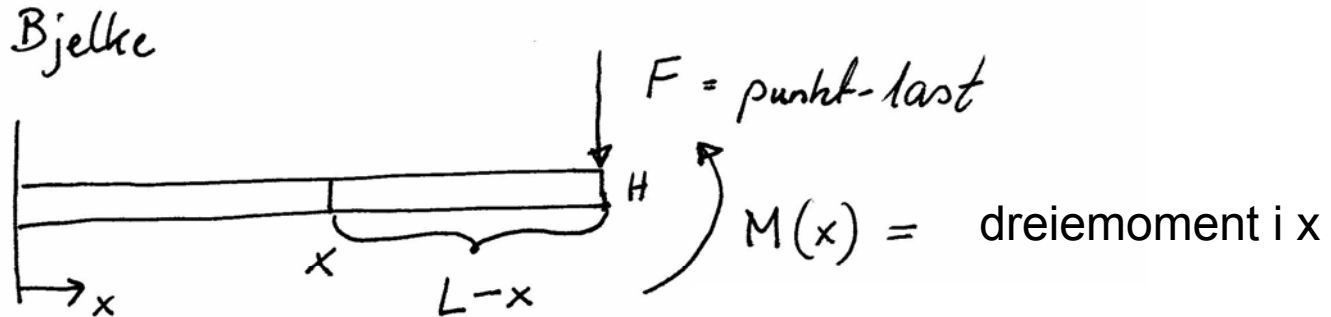
$$E = \sigma / \varepsilon$$

**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  $L$



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

$W = \text{bredde}$

**Bjelkeligning**

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

$I = \text{treghetsmomentet}$   
"moment of inertia"

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

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

Max. utbøyning ved  $x = L$

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

Stivheten i bjelken representerer en fjær med fjærkonstant  $k_{\text{cantilever}}$

Sammenlign med

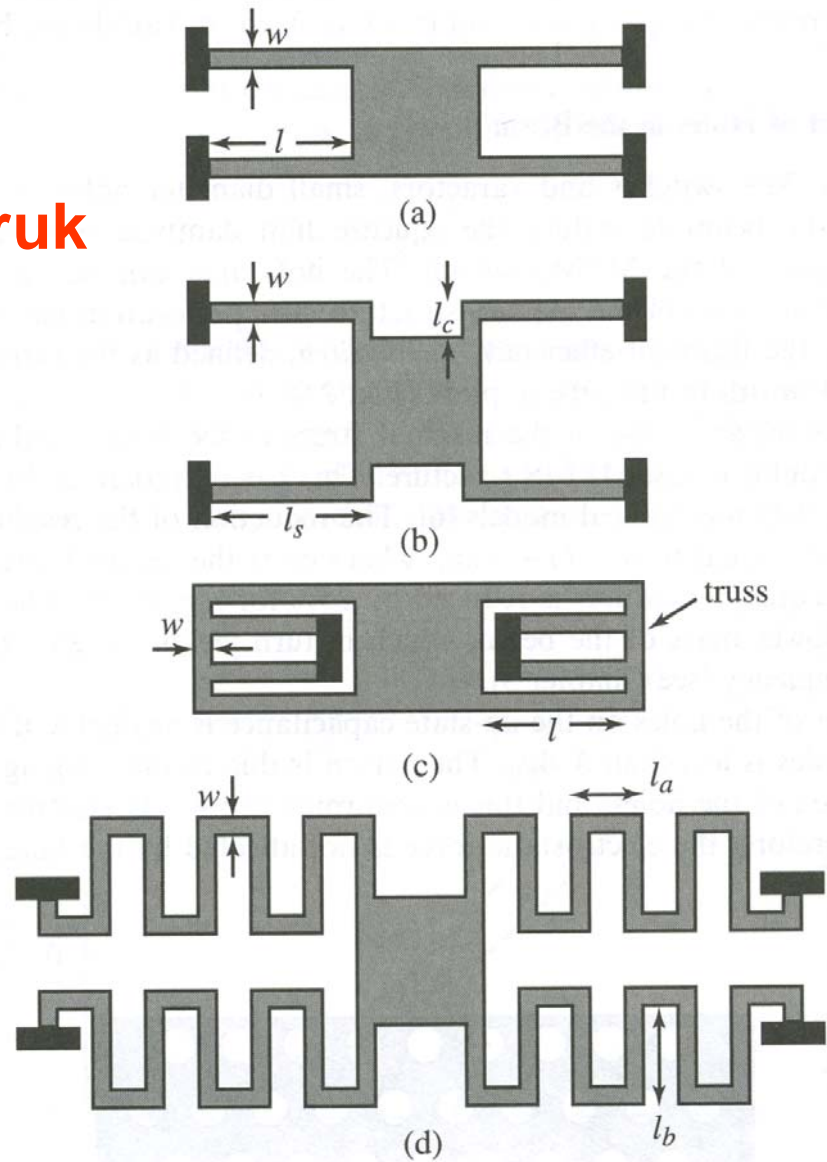
$$F = k_{\text{cantilever}} \cdot \underbrace{\Delta W}_{w_{\text{max}}}$$

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



# Foldede oppheng

Gir lav  $K$  ved lite areal-forbruk



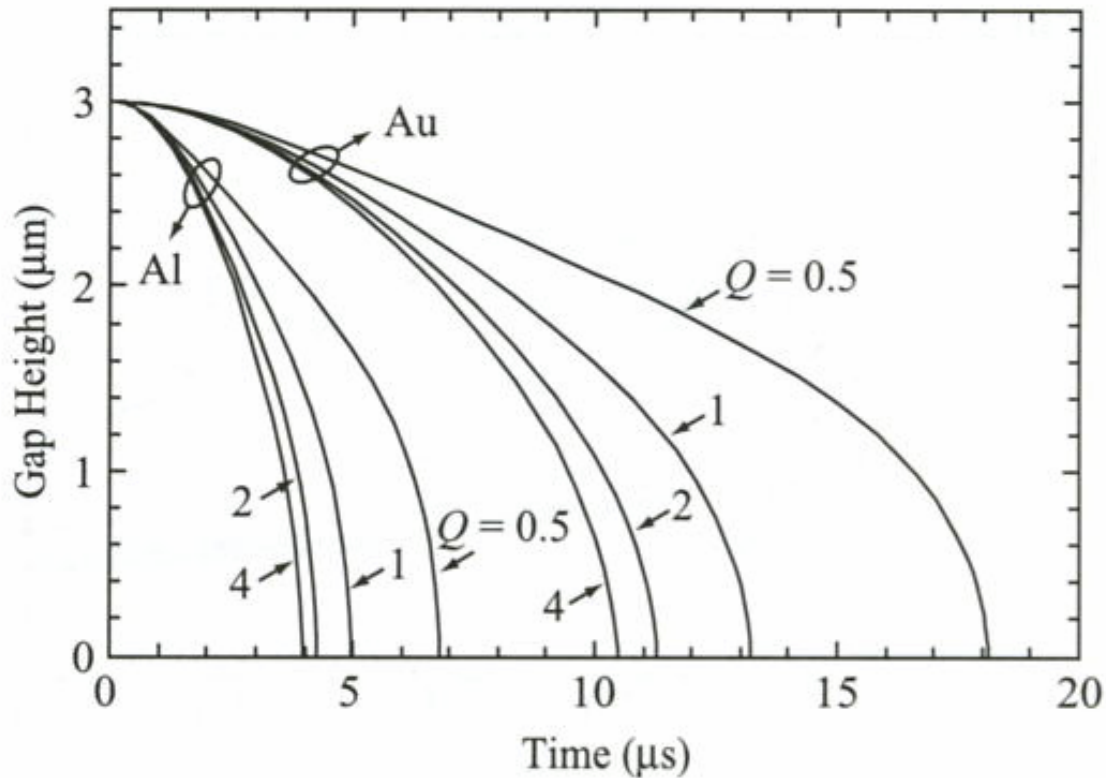
# Svitsjehastighet og demping

- 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

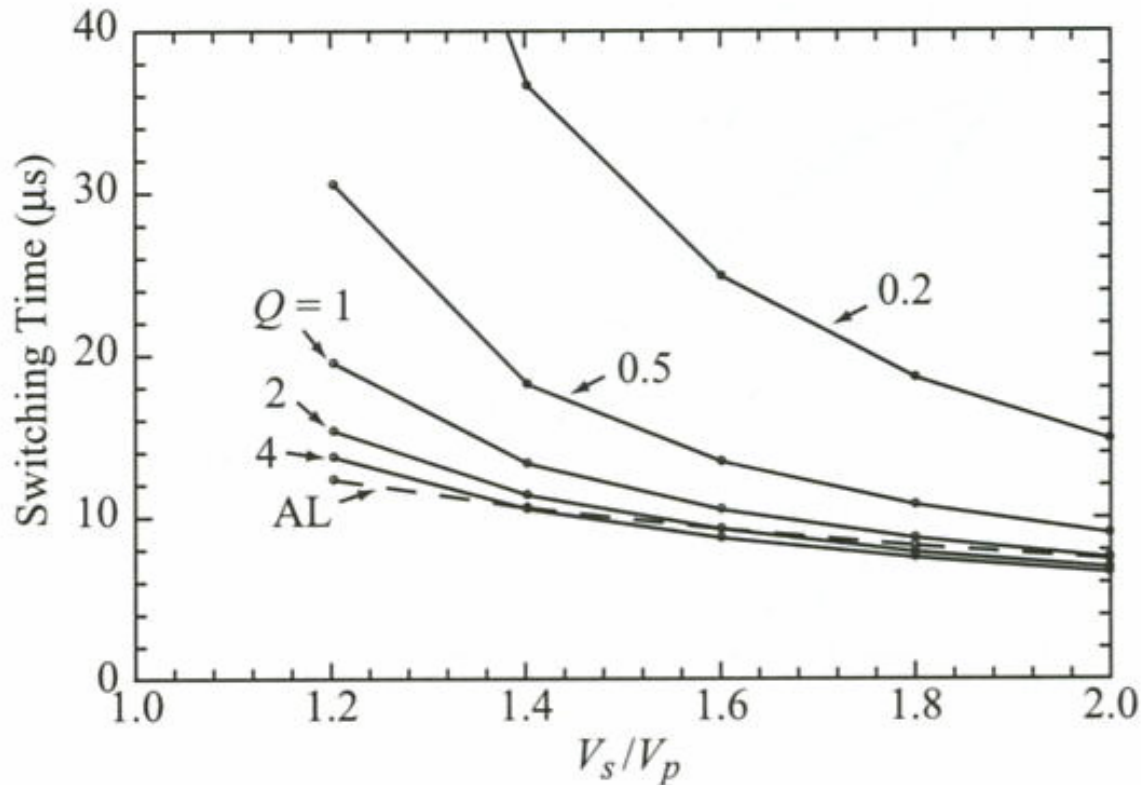
- Svitsje-hastigheten avhenger sterkt av den Q-faktor en kan oppnå
  - Høy Q-faktor betyr liten demping
    - → økt svitsjehastighet
  - Lav Q-faktor betyr stor demping
    - Systemet er **dempings-begrenset** ved  $Q \leq 0.5$  [Castaner and Senturia]

# Tidsrespons for ulike Q-verdier



**Figure 3.3.** Pull-down simulations for the Au and Al beams of Table 3.1 for an applied voltage of 42 V ( $V_s = 1.4V_p$ ).

# Aksellerasjonsbegrenset svitsj



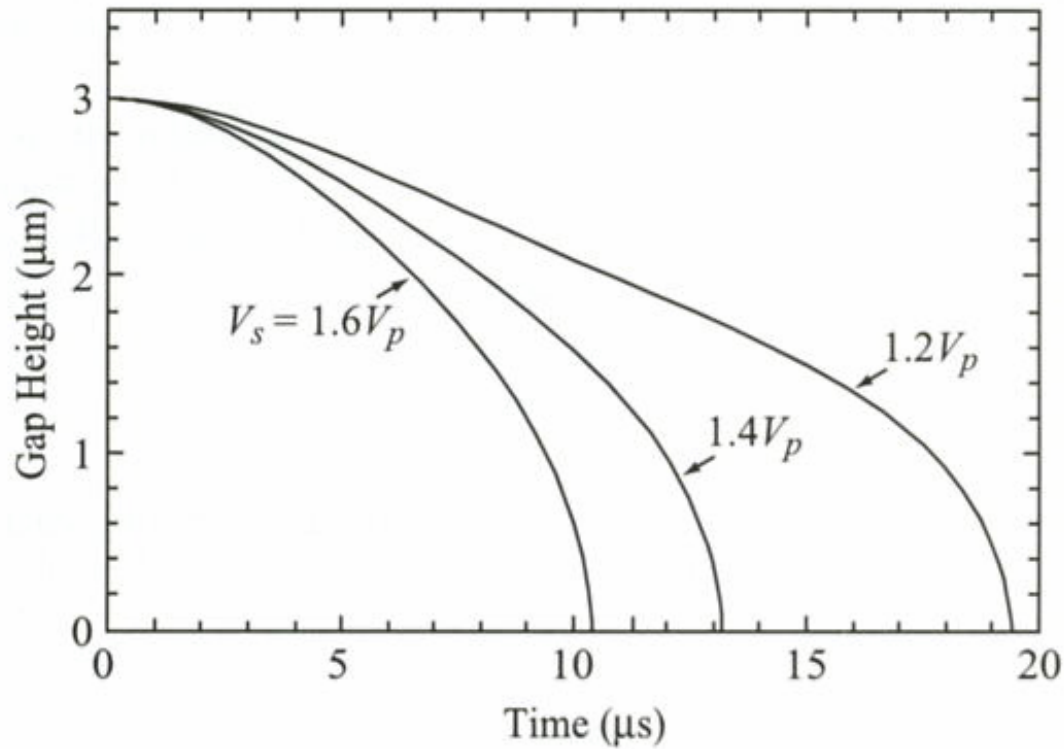
**Figure 3.5.** Simulated switching times for the Au beam given in Table 3.1. “AL” means acceleration-limited and is given by Eq. (3.23).

**Merk: Systemet blir mer og mer aksellerasjonsbegrenset etterhvert som dempingen minker (dvs. Q-faktoren øker). Høy  $V_s/V_p$  bedrer forholdet.**

# Svitsje-hastighet

- Svitsje-hastigheten avhenger også sterkt av påtrykt spenning,  $V_s$ 
  - $V_s = \text{konst} * V_{pi}$  (pull-in) = (aktiverings-spenning)
  - Jo høyere spenning, dess sterkere elektrostatisk kraft
    - → økt svitsjehastighet

# Tidsrespons mhp. påtrykt spenning



**Figure 3.4.** Pull-down simulations for the Au beam of Table 3.1 versus the applied voltage, and  $Q = 1$ .

# RF modellering

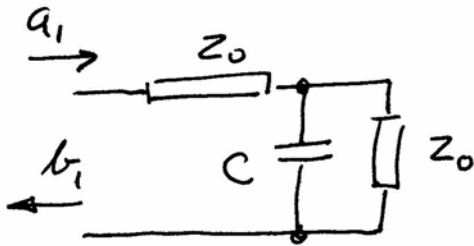
## Shunt svitsj

Modelleres med kapasitans i "up-state"

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

Refleksjon

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



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



# RF modelling, forts.

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

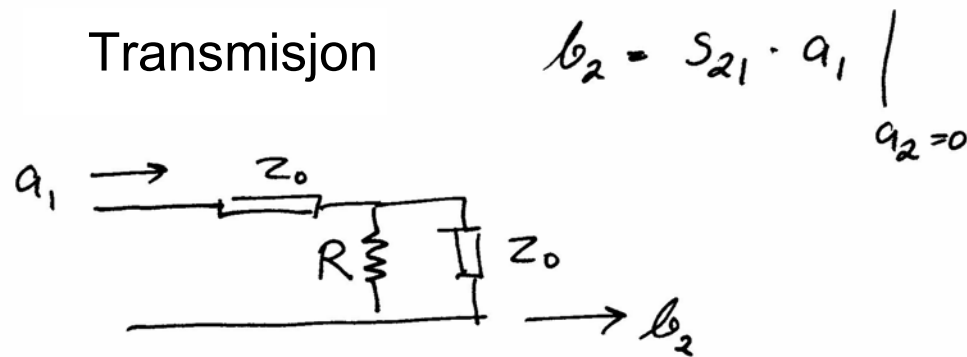
$$S_{11} = \frac{-j\omega C_{up} Z_0}{2 + j\omega C_{up} \cdot Z_0}$$

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

# RF modellering, forts.

## Shunt svitsj

Serie-resistans i "down-state"



Transmittert effekt = 1 + reflektert

$$S_{21} = 1 + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$= \frac{2 Z_L}{Z_0 + Z_L} = \frac{2 R // Z_0}{Z_0 + R // Z_0}$$

negativt

# Noen utfordringer

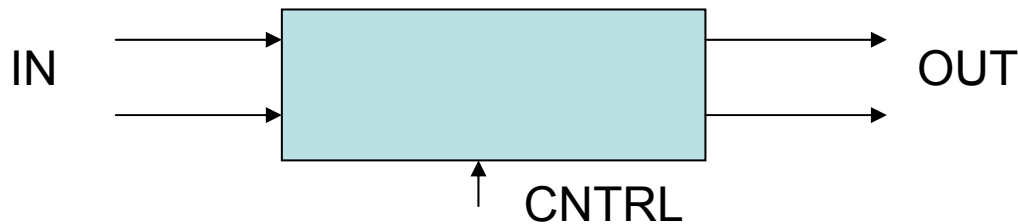
- Høyt elektrisk felt i små dimensjoner
  - Deler av metall-overflaten kan smelte
  - Væske-metall-damp fortsetter ledningen når svitsjen er i av-tilstand
- Selvaktivering
  - Hvis signalet, som kan være lite, overlages et DC-signal, kan det forekomme **selvaktivering**
  - Det kan derfor være en fordel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

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - **Faseskifttere**
  - 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

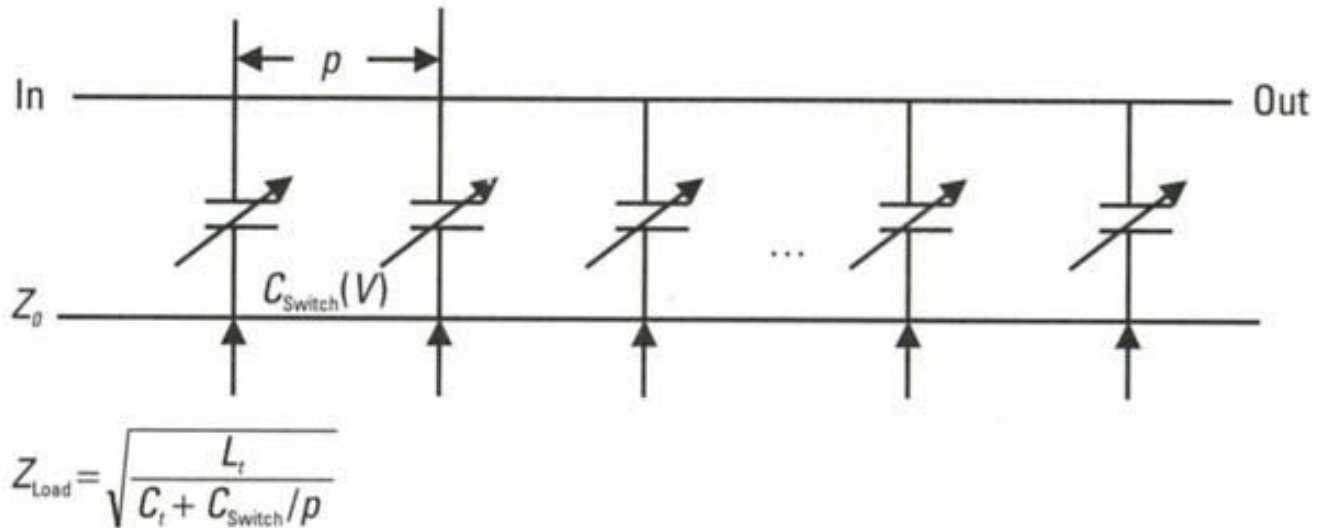
# Analoge faseskiftere

- Fasehastigheten til en transmisjonslinje

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L_t \cdot C_t}}$$

- Variablene er induktans og kapasitans pr. lengdeenhet
- Ide: L og C-verdiene kan varieres som funksjon av en kontrollspenning
  - For eksempel ved shunt kapasitivt belastet linje

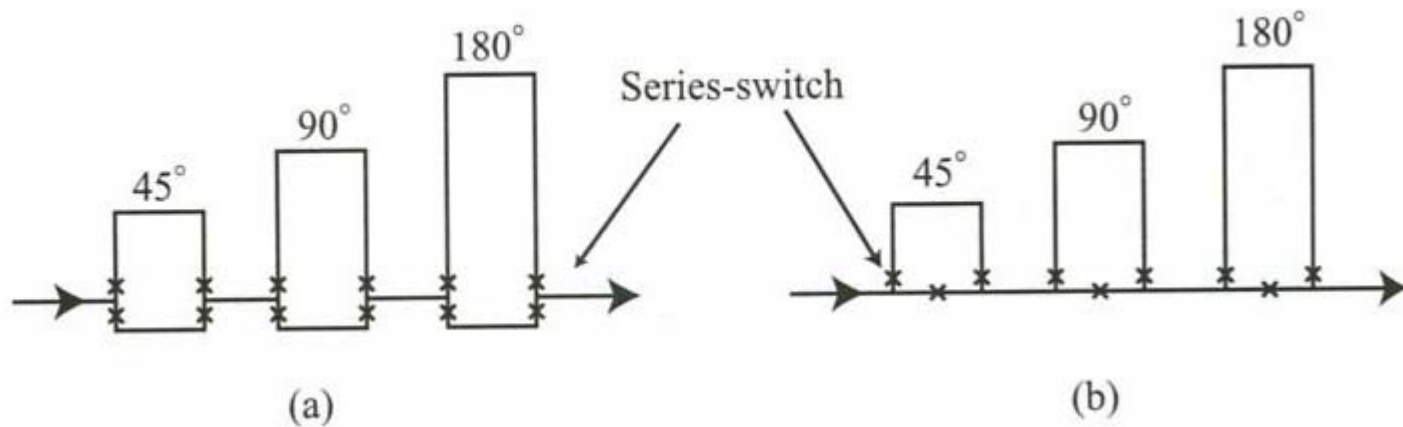
# Shunt kapasitivt belastet linje



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

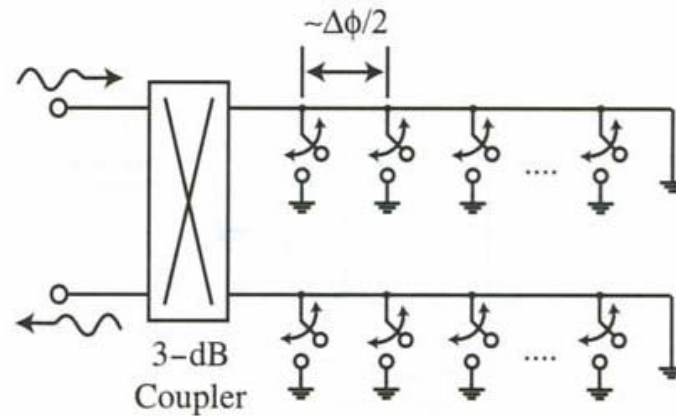


# Digitale faseskiftere med serie-svitsjer

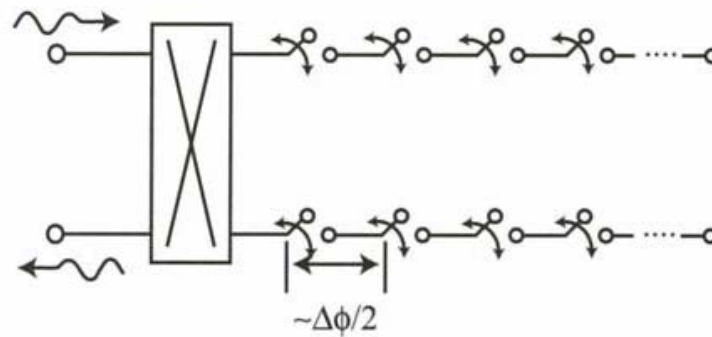


# Digitale faseskiftere, forts.

- **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
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - **Resonatorer**
  - Mikromekaniske filtre
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Typiske egenskaper

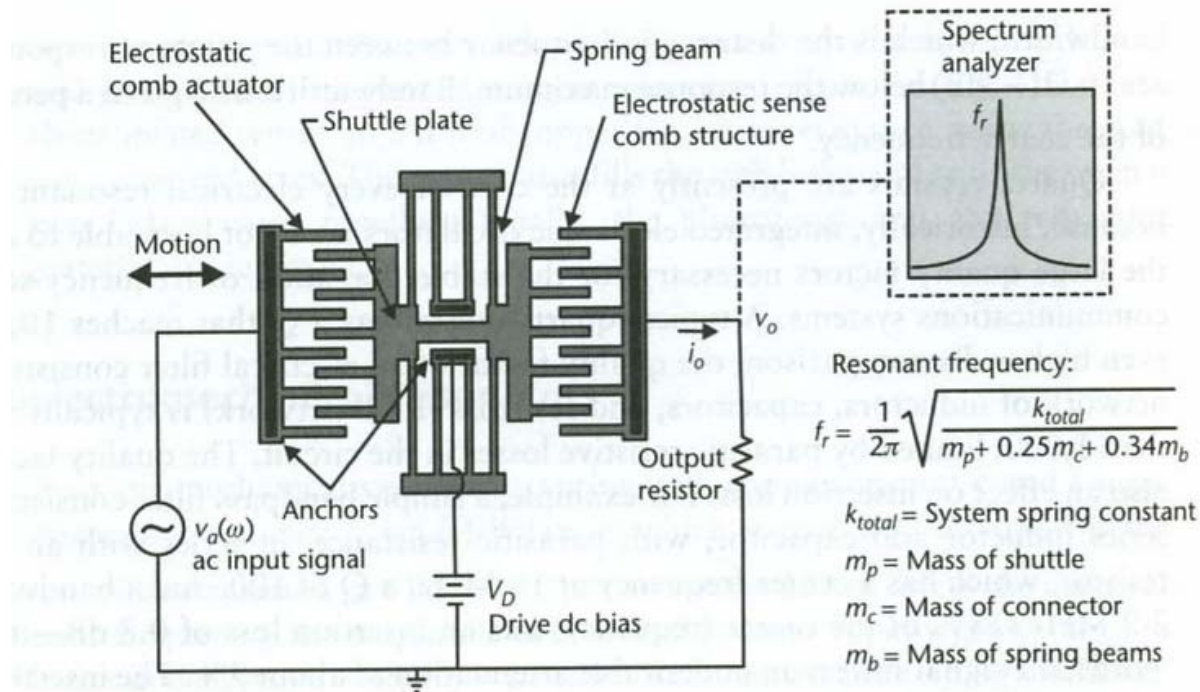
- MEMS **vibrerende resonatorer** kan gi høy Q-faktor
  - Gir godt S/N-forhold
  - Reduserer "insertion loss" (BP-filtre)
- Grunner til **Q degradering** for resonatorer
  - Energitalp til substratet gjennom "ankere"
  - Luft-demping av bjelken
  - Små dimensjoner (lite energi lagret sml med tapet)

# Lateral og vertikal bevegelse

- Lateral bevegelse
  - Parallelt med substratet
  - **Foldet beam kam-struktur**
- Vertikal bevegelse
  - Loddrett på substratet
  - **Clamped-clamped beam (c-c beam)**
    - Dobbeltinnspent bjelke
  - **”free-free beam” (f-f beam)**

# 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

- $F_e = \frac{1}{2} \frac{dC}{dx} V^2$  (alltid tiltrekkende)
  - Inngangs-signal  $V_a \cdot \cos(\omega t)$
  - $F_e \sim V_a^2 \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$
  - Kraften som driver er 2x inngangs-frekvensen + DC: UØNSKET
- Legge til DC forspenning,  $V_d$ 
  - $F_e \sim V_d^2 + 2 V_d \cdot V_a \cdot \cos \omega t$  + 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)
- $dC/dx =$  konstant for et gitt design (lineær forandring, C er proporsjonal med lengden)

# Tilbakekobling

- Strukturen kan ha 2 porter på utgangen
  - Derved isoleres feedback brukt i oscillator fra variasjoner i utgangslasten
  - Eks. 16.5 kHz oscillator,  $Q = 50.000$  ved vakuum

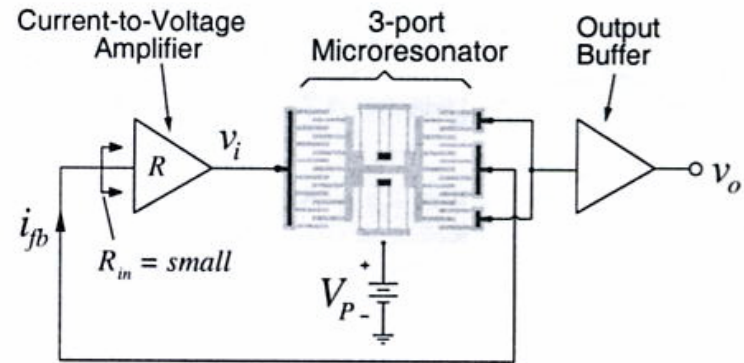


Fig. 8: System level schematic for the  $\mu$ resonator oscillator.

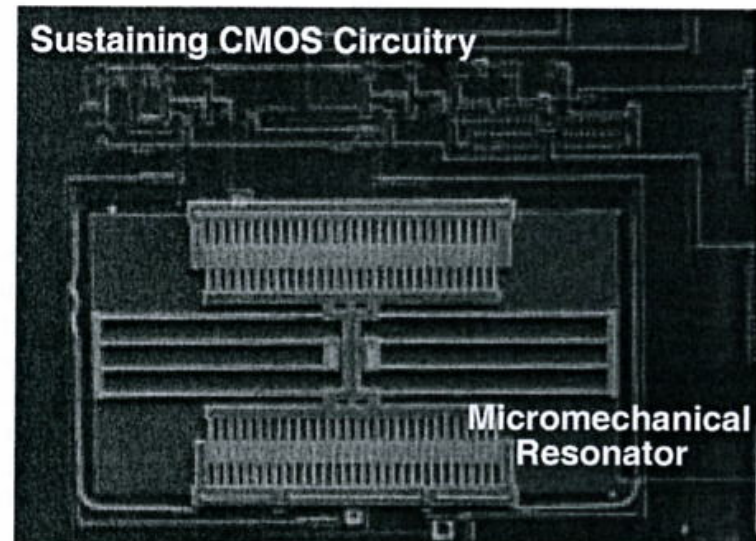
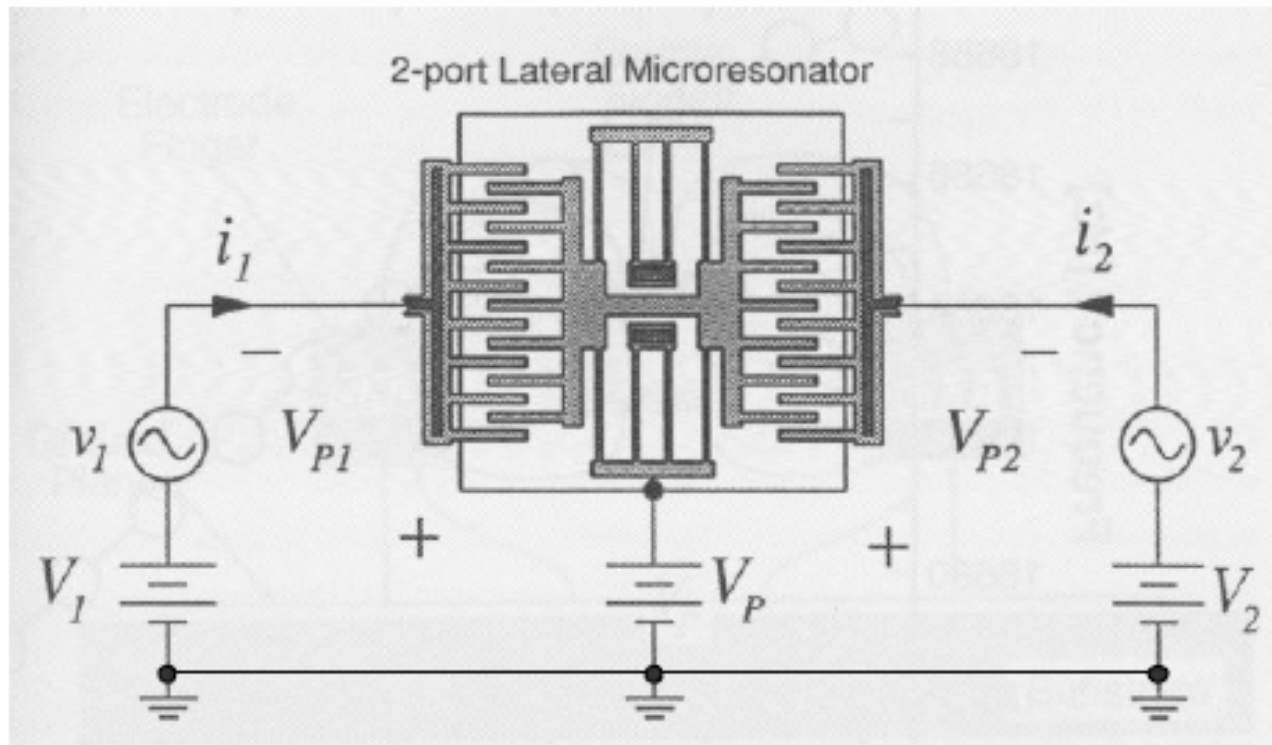


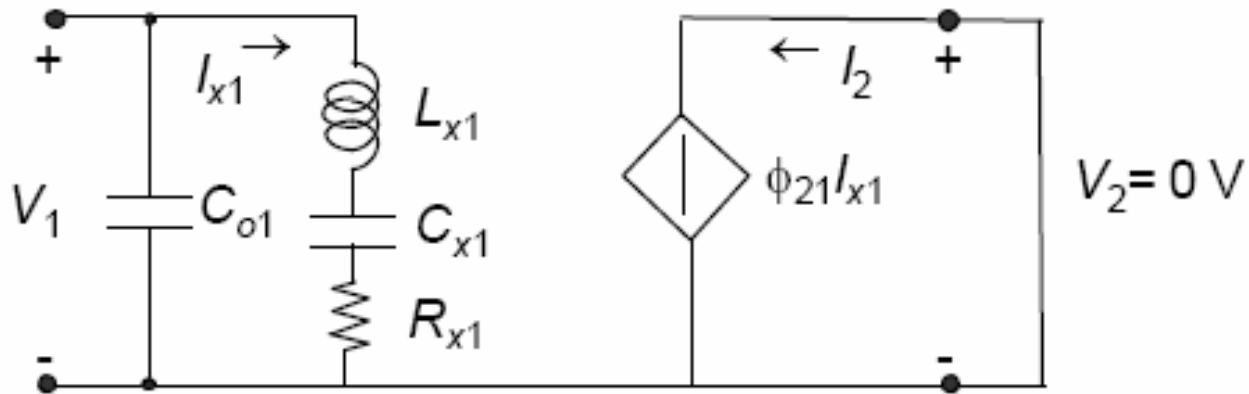
Fig. 9: SEM of a fully monolithic high- $Q$  CMOS micromechanical resonator oscillator.



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

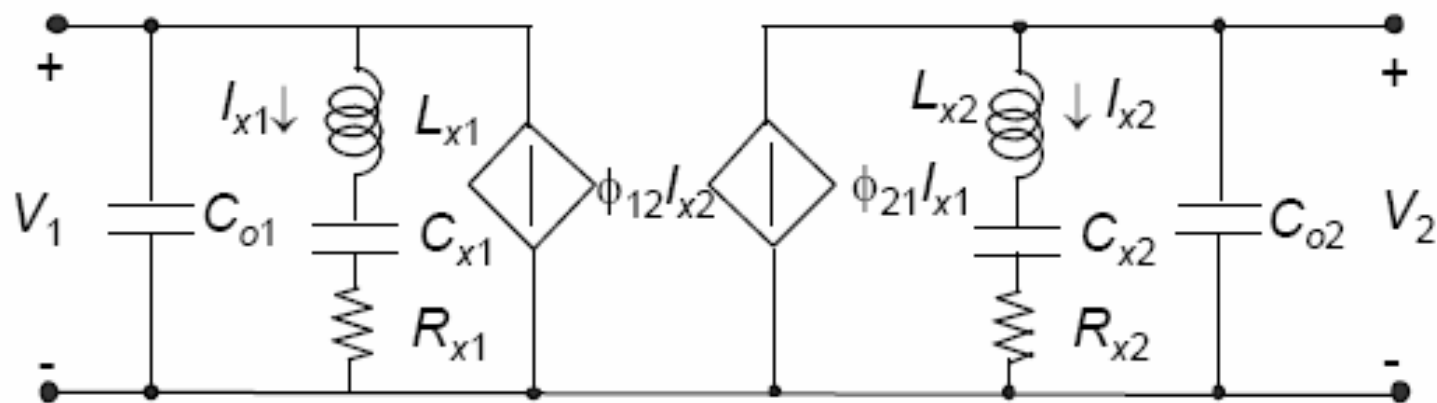


## Two-Port Equivalent Circuit ( $v_2 = 0$ )



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

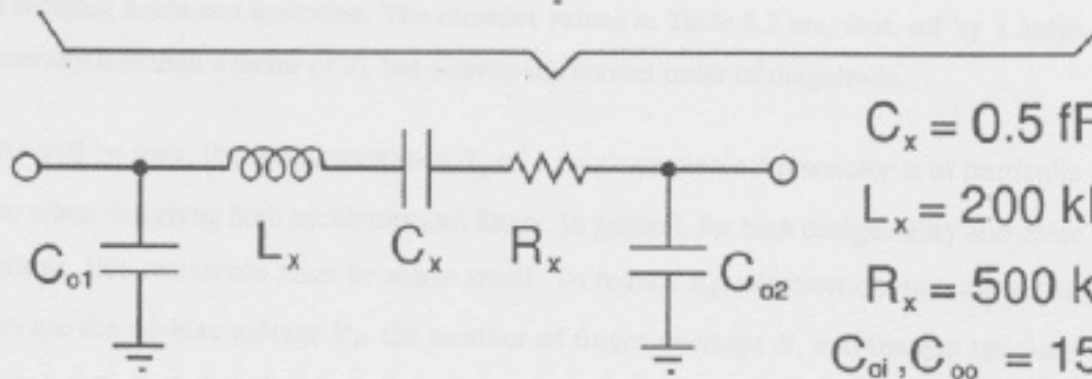
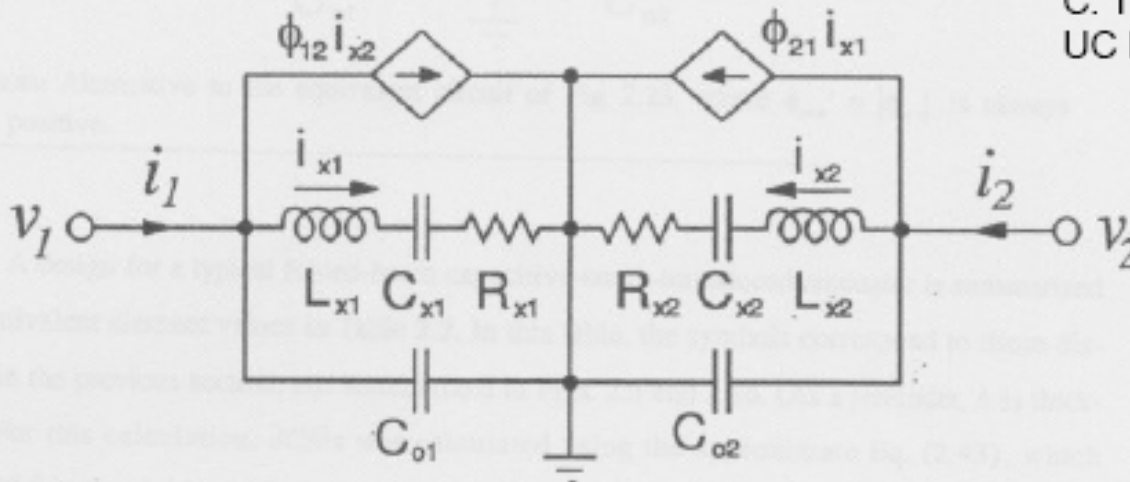
## Complete Two-Port Model



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

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

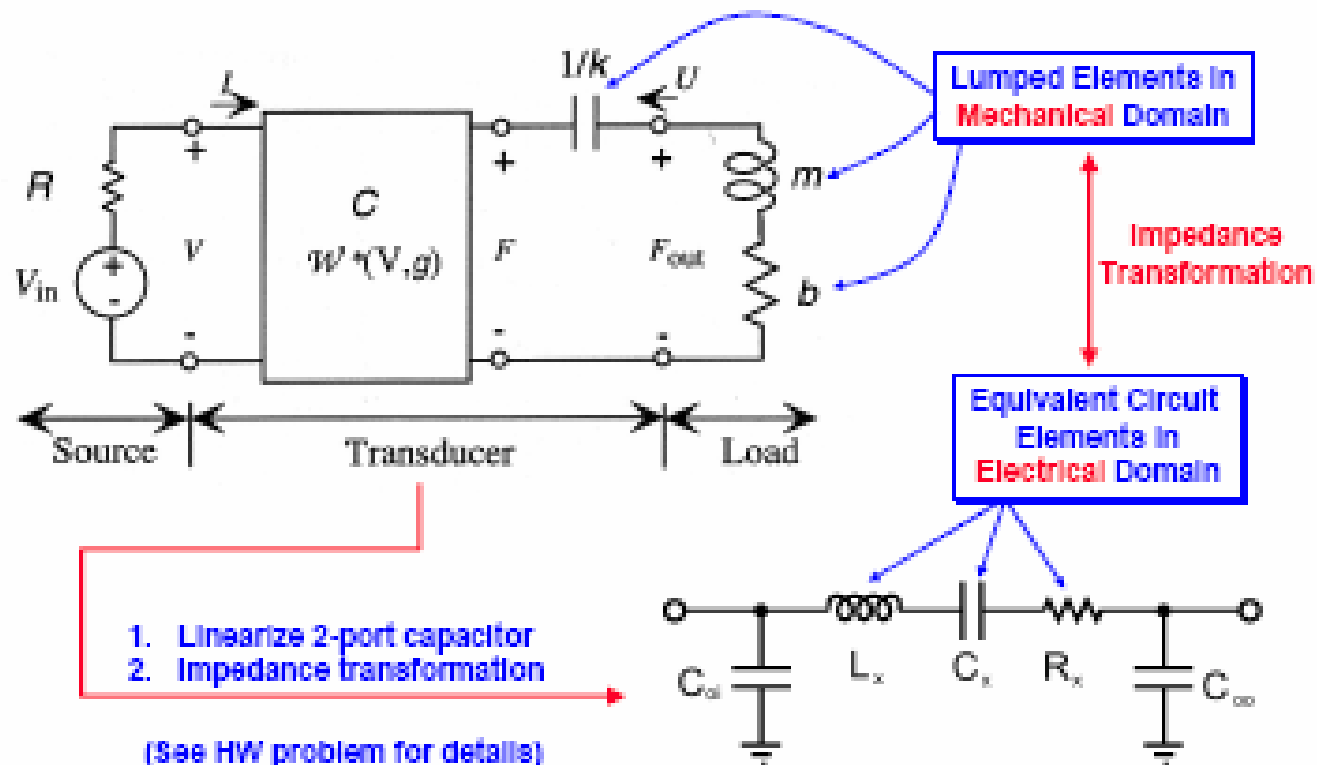
C. T.-C. Nguyen, Ph.D.,  
UC Berkeley, 1994



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

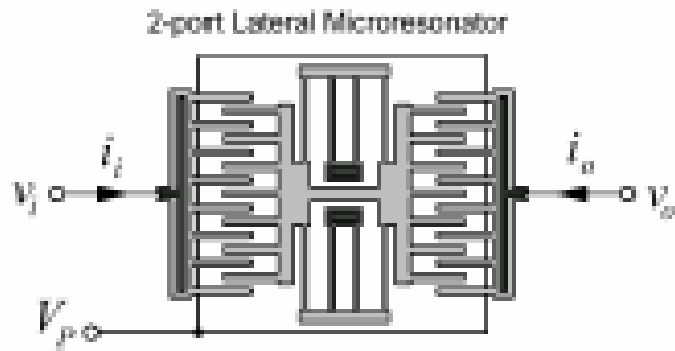
# Alternativ modellering: Konvertering mellom energidomener

## Lumped Element Model (Senturia's Book)

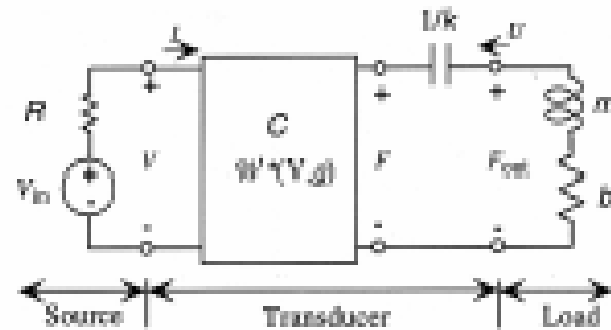


# Linearized Transducers

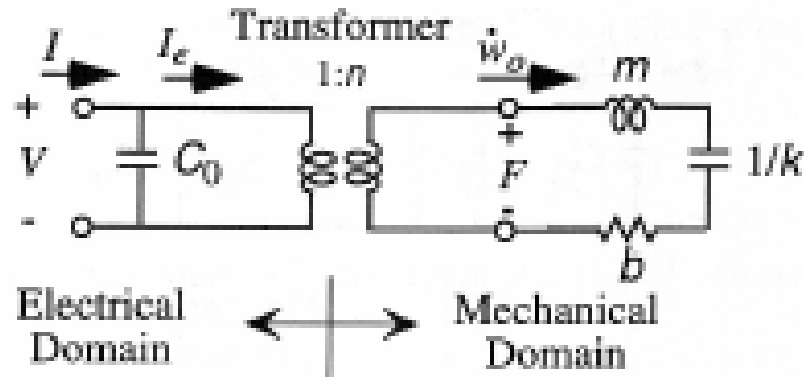
Physical Circuit



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”

$$Q = V \cdot C$$

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

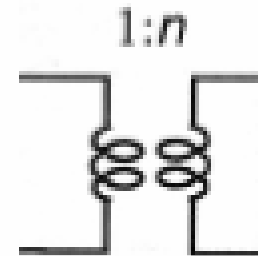
$$I = I_{dc} + i \cdot \sin(\omega t)$$

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

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

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)

# En samsvarende relasjon både mellom "efforts" og "flows"

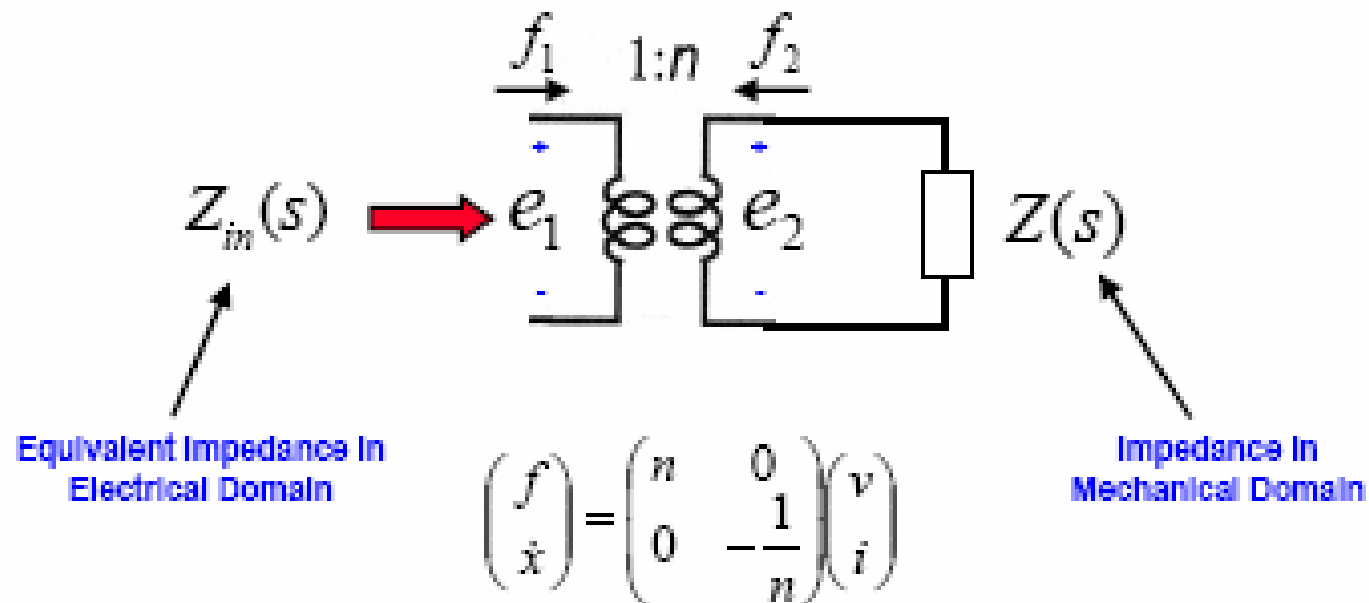
$$f = V_{dc} \cdot \frac{\partial c}{\partial x} \cdot v = n \cdot v \quad \text{der} \quad n = V_{dc} \cdot \frac{\partial c}{\partial x}$$

$$\dot{i} = -V_{dc} \cdot \frac{\partial c}{\partial x} \cdot \dot{x} = -n \cdot \dot{x} \quad \Rightarrow \quad \dot{x} = -\frac{1}{n} \cdot \dot{i}$$

- **effort** (mekanisk domene) =  $n$  \* **effort** (elektrisk domene)
- **flow** (mekanisk domene) =  $-1/n$  \* **flow** (elektrisk domene)
- En linearisert kapasitiv transduser er en **transformator**

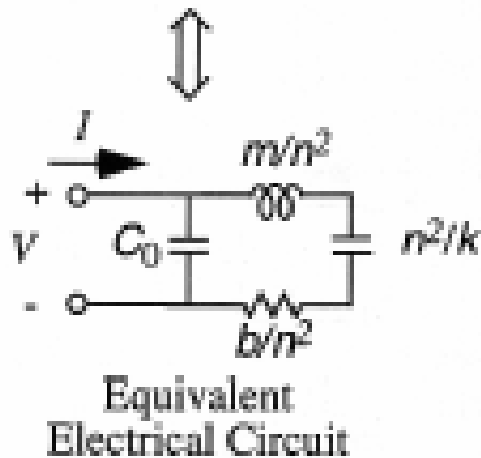
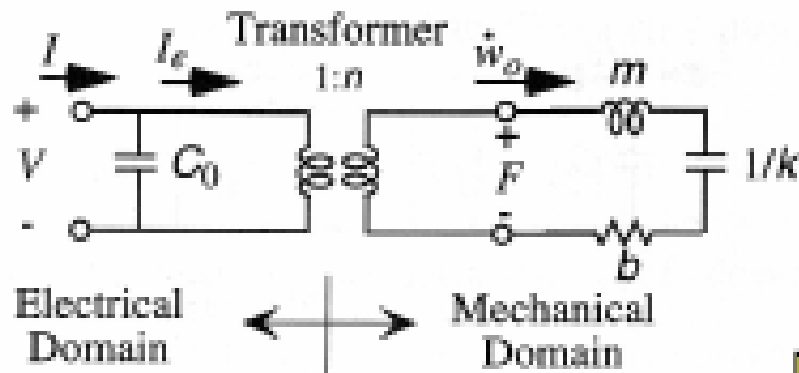


## Impedance Transformation



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

# Small Signal Equivalent Circuit of Microresonators



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:

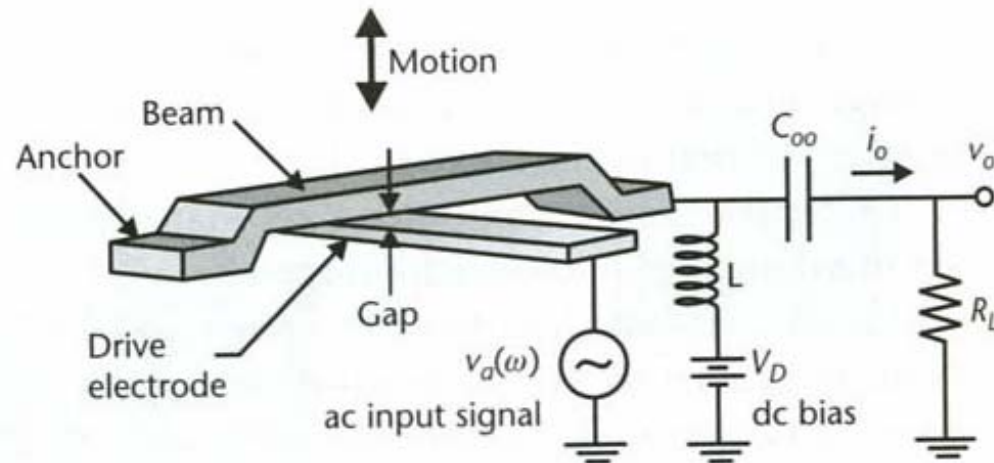
$$f_r = 1.03 \sqrt{\frac{E}{\rho}} \frac{t}{L^2}$$

$E$  = Young's modulus

$\rho$  = Density

$t$  = Beam thickness

$L$  = Beam length



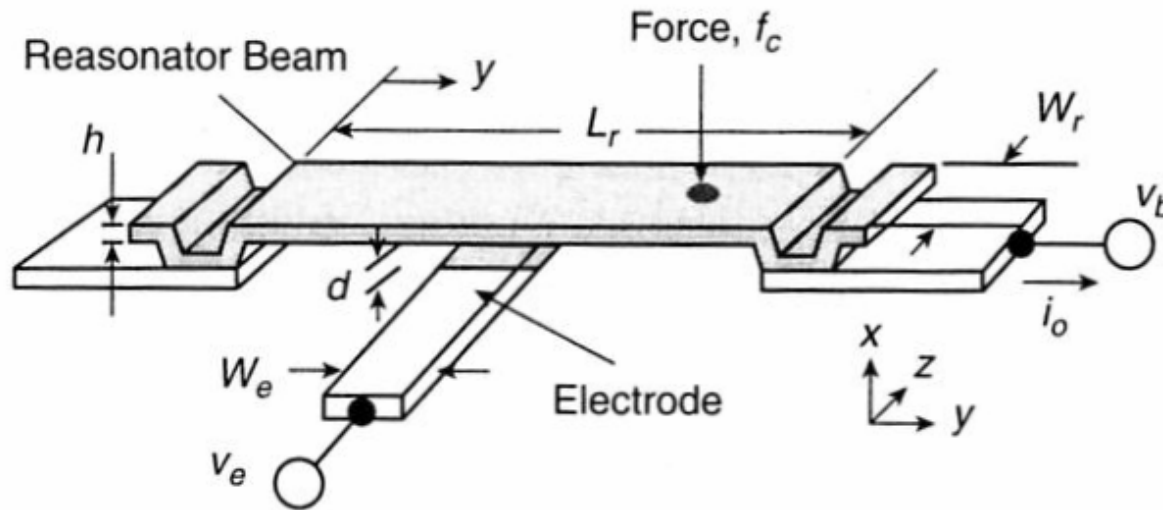
**Figure 7.10** Illustration of a beam resonator and a typical circuit to measure the signal. The beam is clamped on both ends by anchors to the substrate. The capacitance between the resonant beam and the drive electrode varies with the deflection.

# Mekanisk 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 (effekten av overflatens topografi, typ. 0.9)
  - $V_p$  = DC spenning på ledende beam
  - $k_r$  = effektiv resonator fjærstivhet
  - $m_r$  = effektiv masse
- **NB! E og  $\rho$  inngår + fjærstivhetsledd**

# 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 bøyebørem.  
Har liten effekt på  
signalprosesseringsfunksjon

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

3.dje ledd:

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

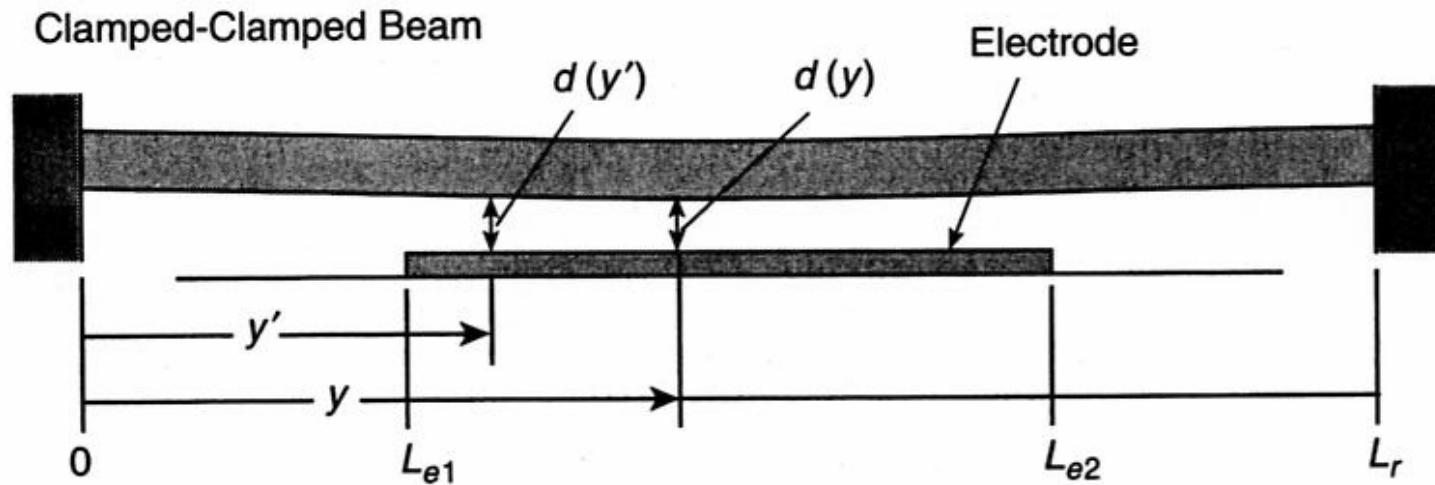
$$2\omega_i = \omega_0$$

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

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

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

# Topologi



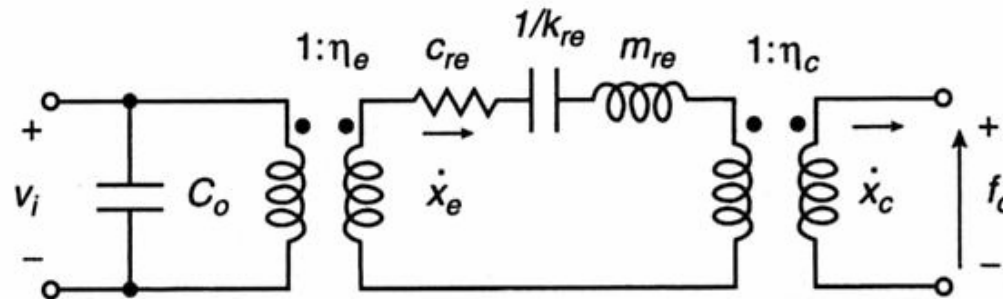
**Figure 12.9.** Resonator cross-sectional schematic for frequency-pulling and impedance analysis.



# 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.

# Forenklet betraktning (De Los Santos):

## Regner bjelken flat over elektroden

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  $k_e$

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

(Forutsetter at fjærstivheten er konstant i hvert punkt,  $y'$ )

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:

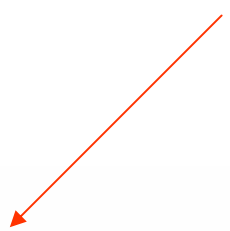
$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r} \left(1 - \frac{k_e}{k_m}\right)} \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r}} \cdot \sqrt{1 - \frac{k_e}{k_m}} = f_{nom} \cdot \sqrt{1 - \frac{C \cdot V_P^2}{k_m \cdot g^2}} \end{aligned}$$

Innsatt for C:

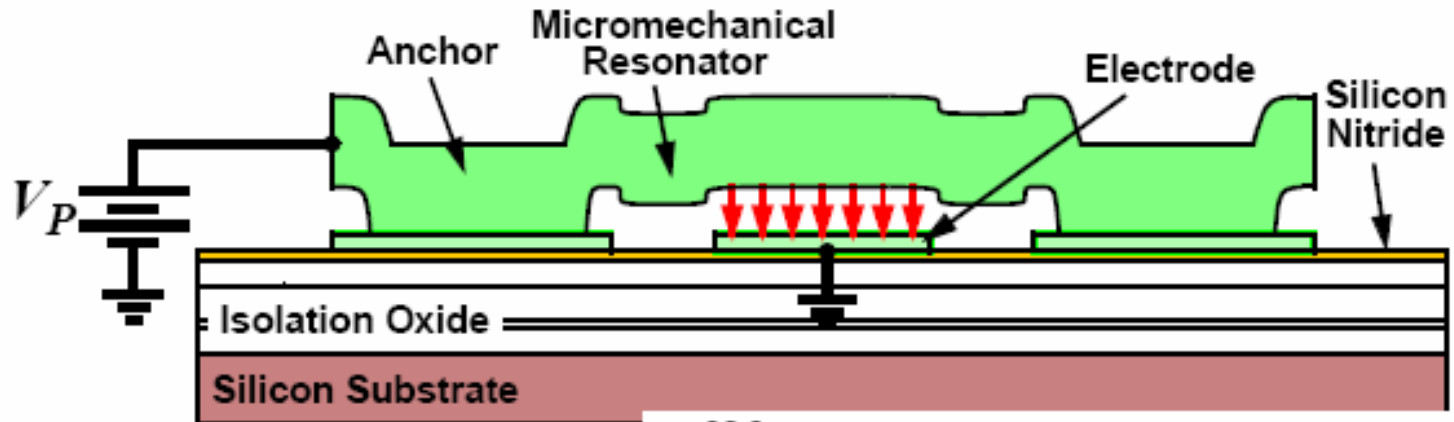
$$\begin{aligned} C &= \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{g} \\ f &= f_{nom} \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon_0 \cdot A \cdot V_P^2}{k_m \cdot g^3}} \end{aligned}$$

# Beam-softening

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

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


# Voltage-Controllable Center Frequency



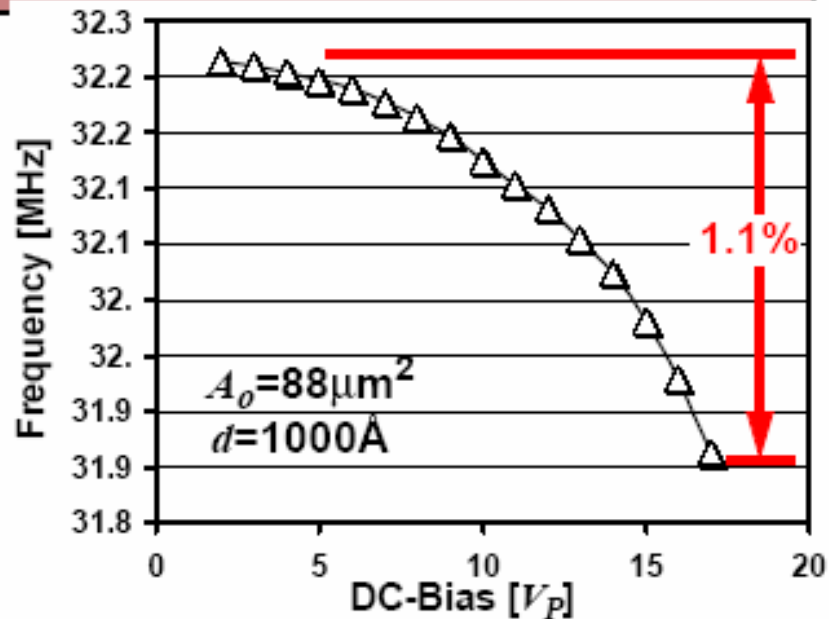
- Quadrature force  $\Rightarrow$  voltage-controllable electrical stiffness:

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

Electrode Overlap Area

Finger Gap

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

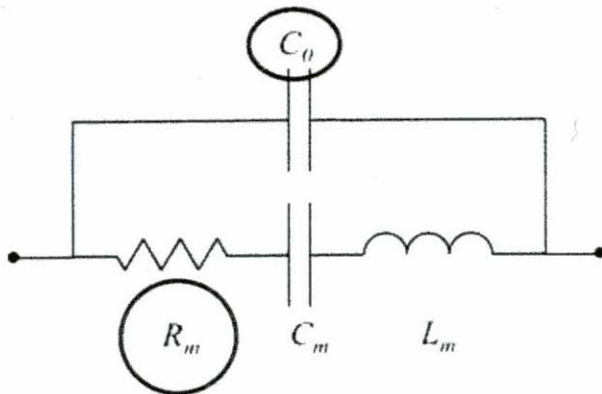




## Resonator equivalent circuit

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

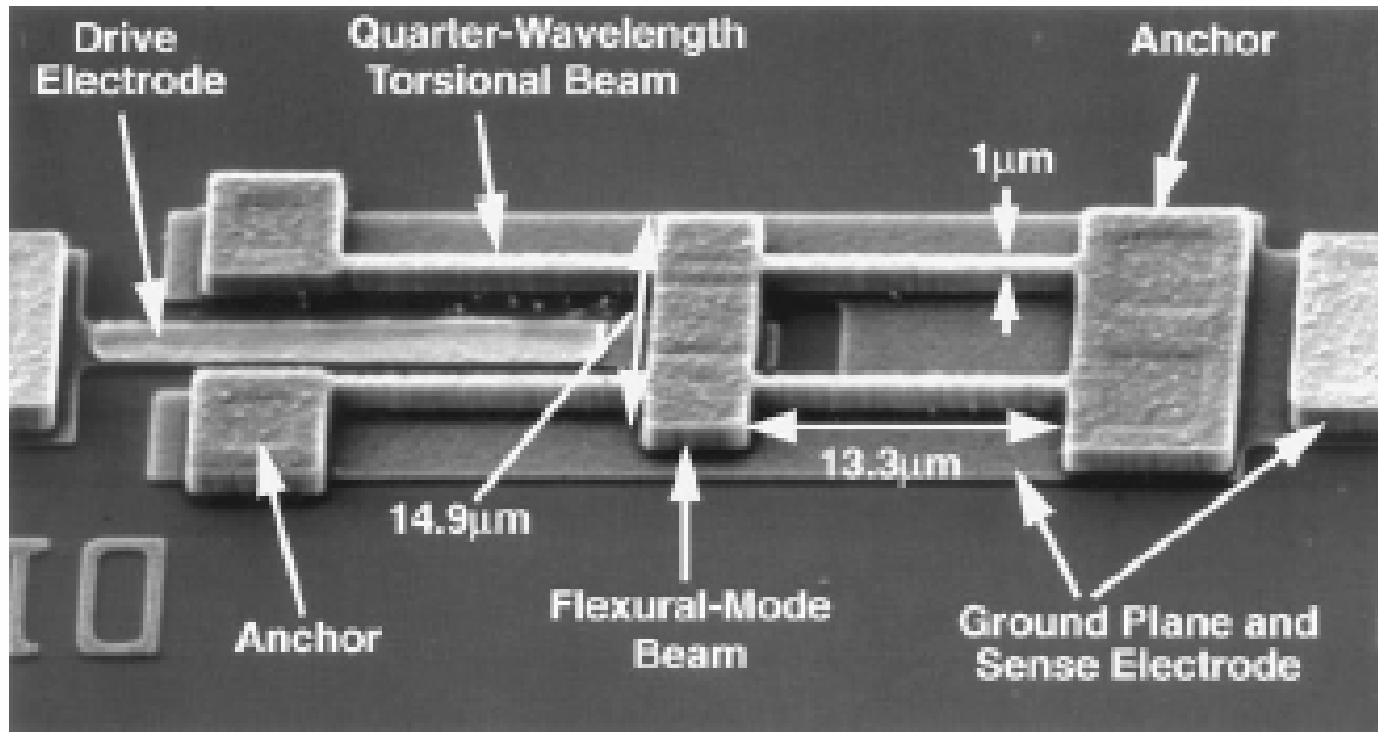


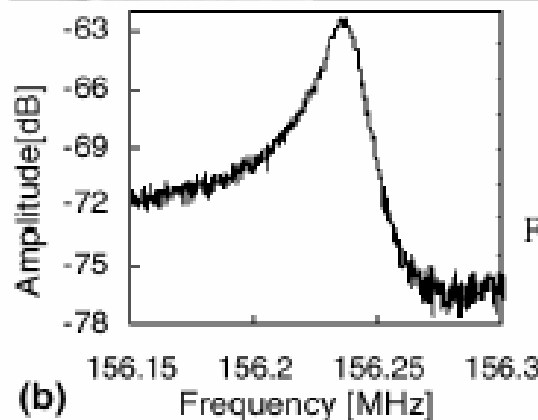
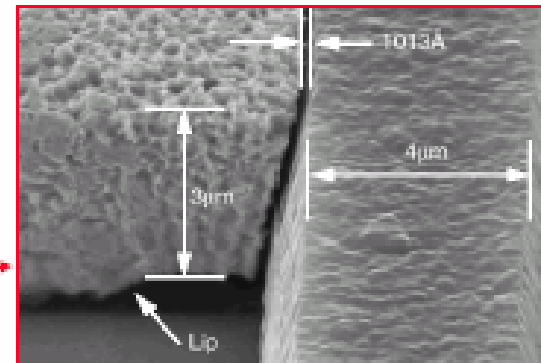
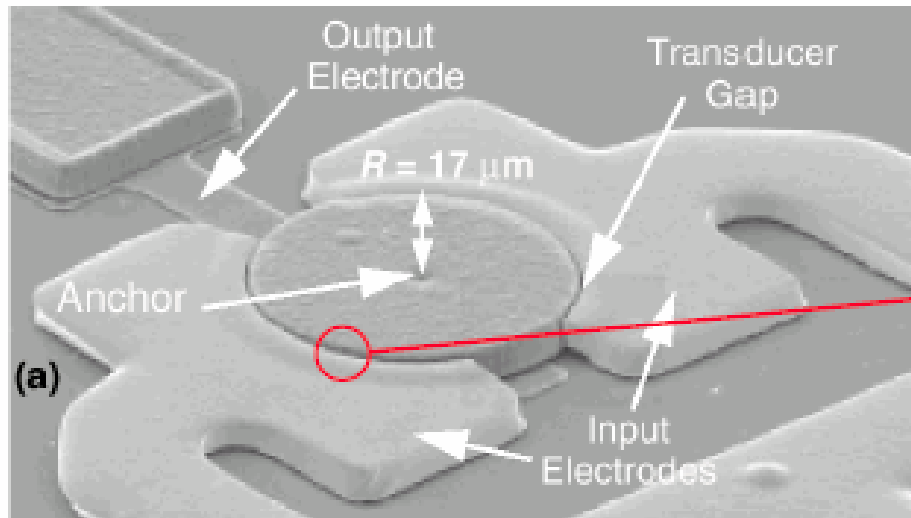
Fig. 29. SEM of free-free beam virtually levitated micromechanical resonator with relevant dimensions for  $f_0 = 71$  MHz.



# 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
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - **Mikromekaniske filtre**
  - Kapasitanser
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

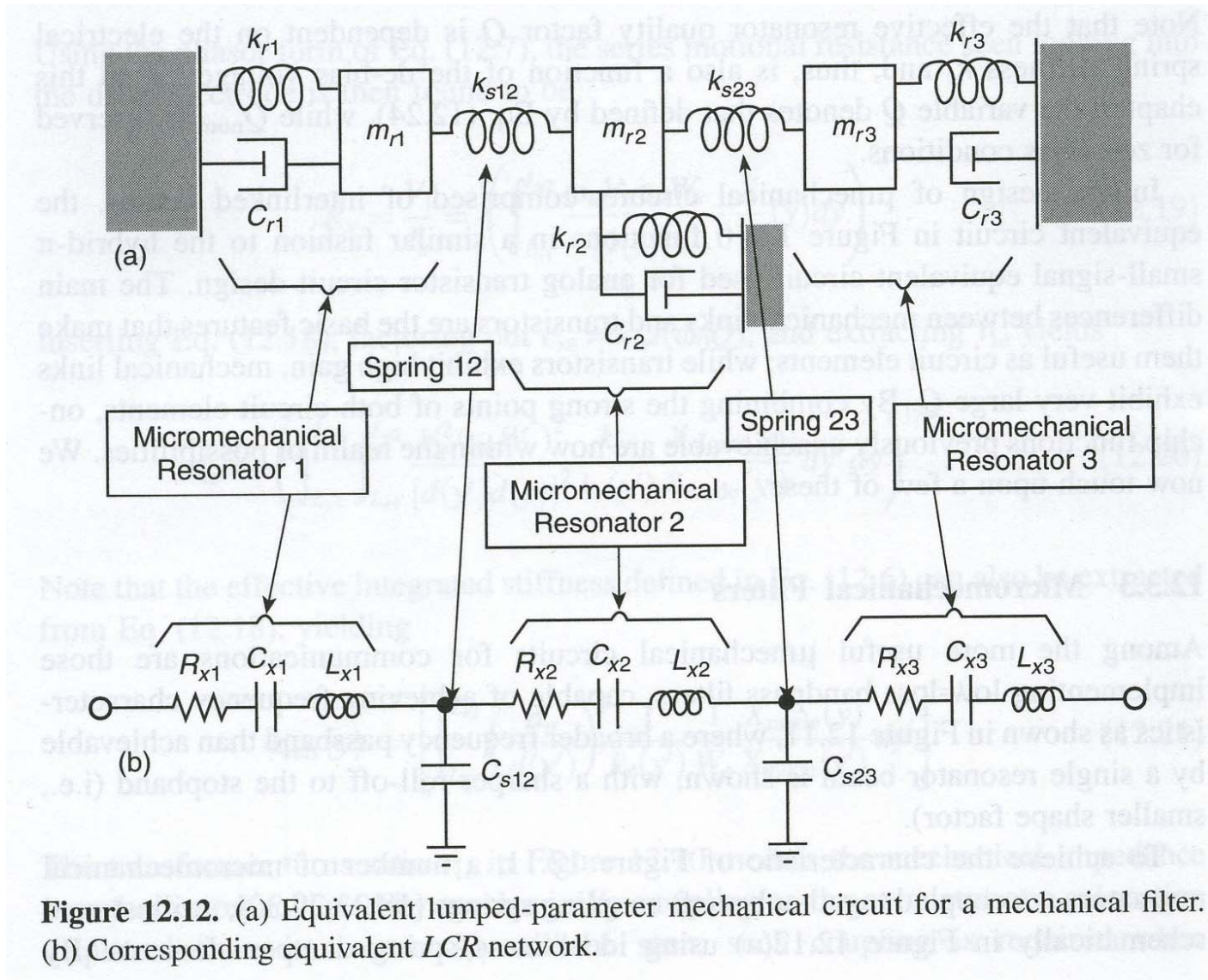
# Flere resonatorer må brukes

- 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"

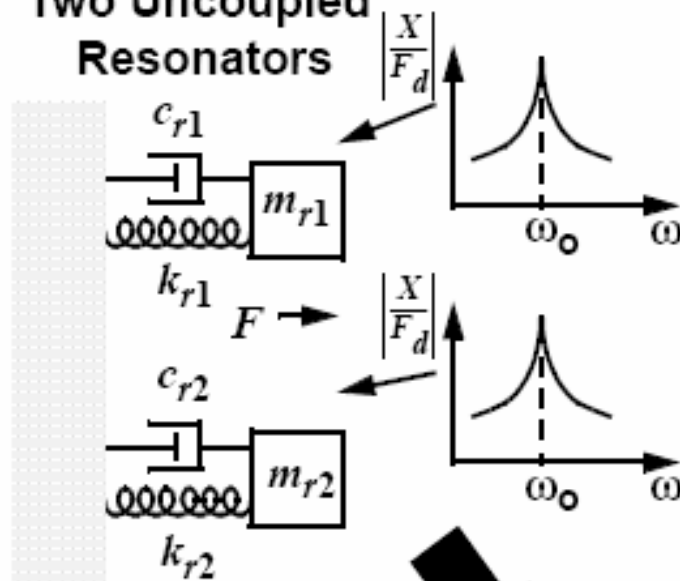
# Illustrasjon av prinsipp: 3 \* resonator



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

# Ideal Spring Coupled Filter

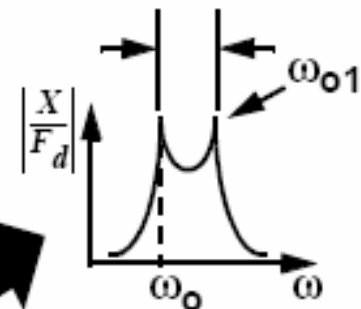
Two Uncoupled Resonators



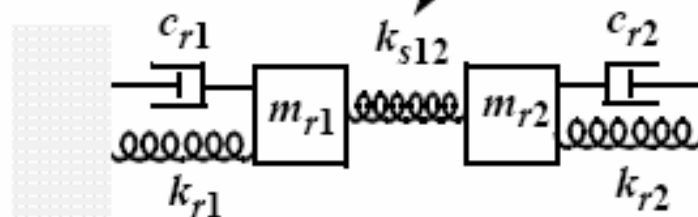
Resonator Stiffness  
Coupler Stiffness

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

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

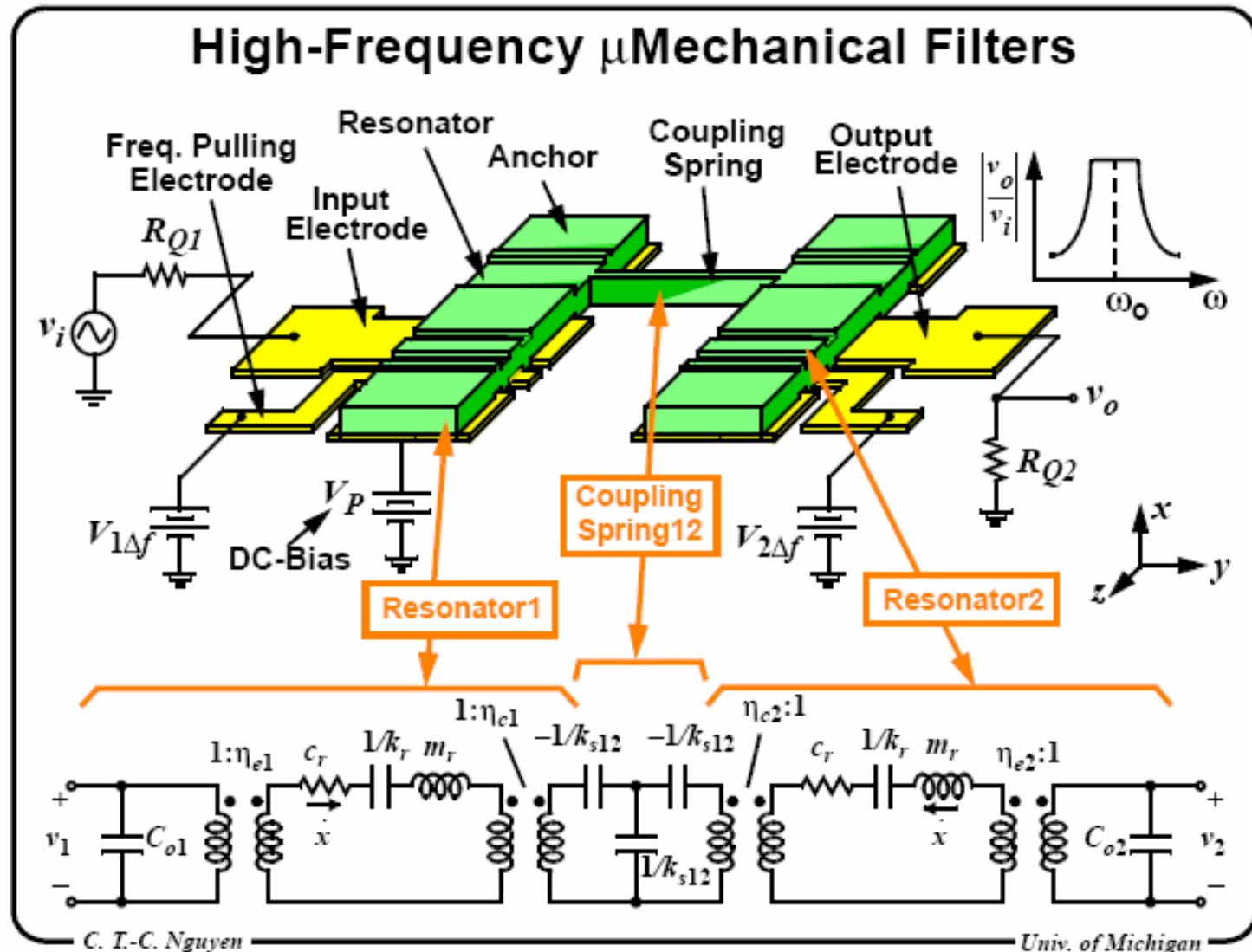
- **Prinsipiell designprosedyre \***

- (\* 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

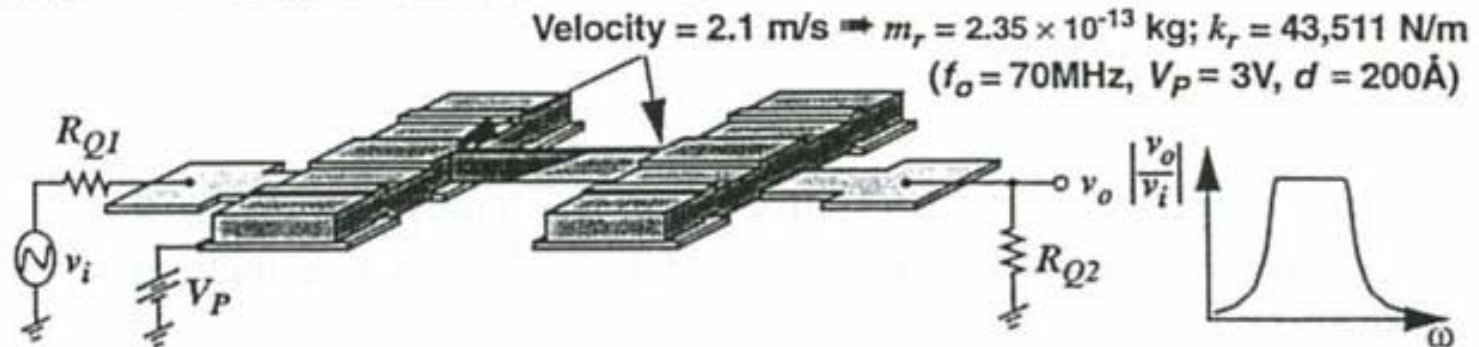
- Altså: båndbredden til filteret kan settes, ikke ved å velge koblingsbeam-stivheten  $k_{sij}$ , men ved å velge en **passende verdi på**  $k_r$  som tilfredsstillers ligningen

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

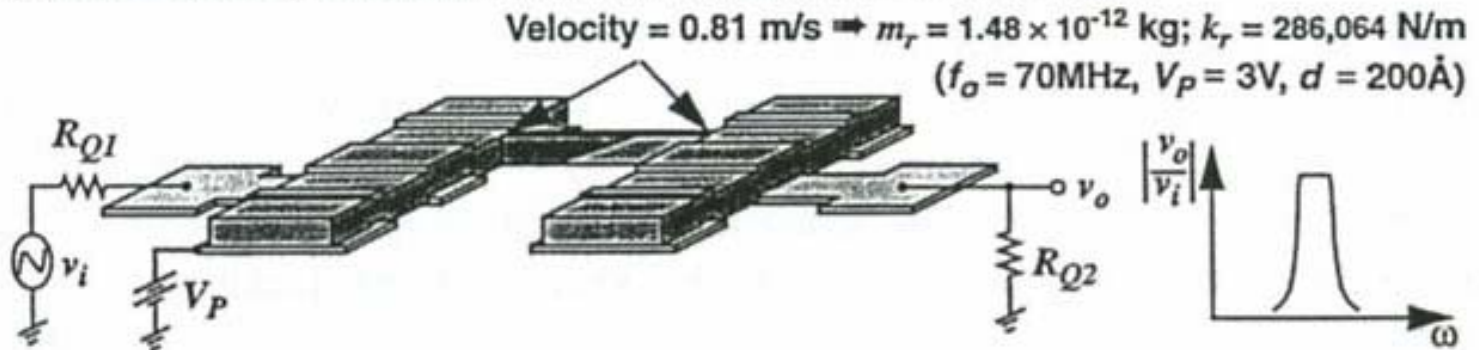
- der  $k_{sij}$  er **gitt** utfra kravet om kvartbølgelengde design
- Valget av **koblingspunktet til beam** influerer på båndbredden til det mekaniske filteret →

# Plassering av koblingsbjelke

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

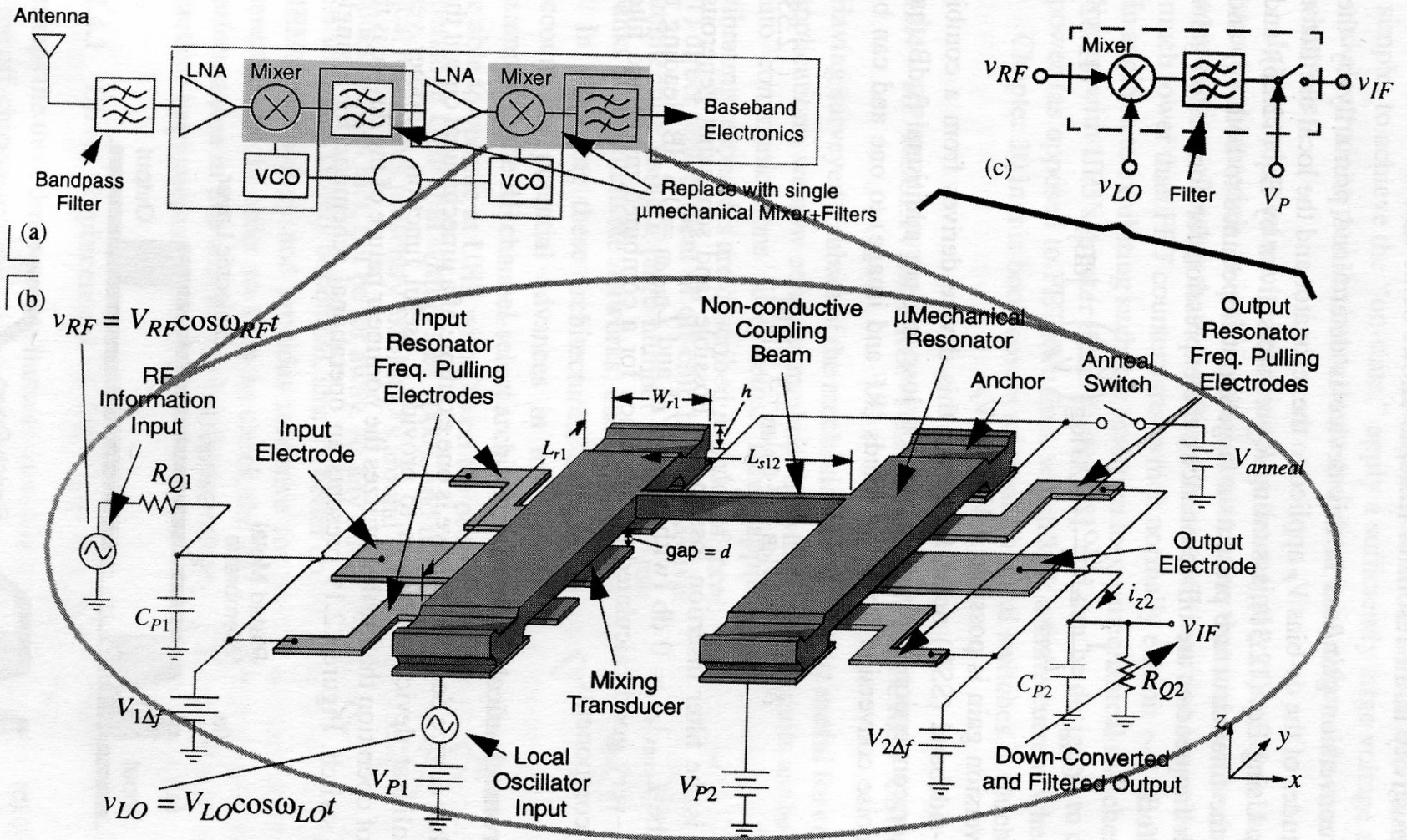


(b) Low Velocity Coupling: allows much smaller % bandwidth



**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.





**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
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskiftere
  - Resonatorer
  - Mikromekaniske filtre
  - **Kapasitanser**
  - Induktanser
- Integrasjon og pakking
- RF MEMS i trådløse systemer
- Konklusjon og fremtidsutsikter

# Passive komponenter i RF-kretser

- → **MEMS kondensatorer og spoler**
- Aktuelle som **erstatninger** for tradisjonelle "off-chip" passive komponenter
- Tunbarhet og programmerbarhet er ønskelig
  - **MEMS kapasitanser**
    - Enkle, **tunbare** kapasitanser
      - = **varactor** ("variable reactor")
    - Programmerbare kapasitans-banker med faste C
  - **MEMS induktanser (F12)**
    - Enkle, **faste** induktanser
    - Programmerbare induktans-banker med faste L



# Parallell plate kondensator

- Grunnleggende ligninger
  - $Q = V C$ ,  $I = C dV/dt$
  - $C = \epsilon A / g$
- NB! C kan generelt tunes ved hjelp av 3 parametre
  - $g$ , gap
  - $A$ , areal
  - $\epsilon$ , dielektrisitetskonstant

# Tunbare RF MEMS kapasitanser

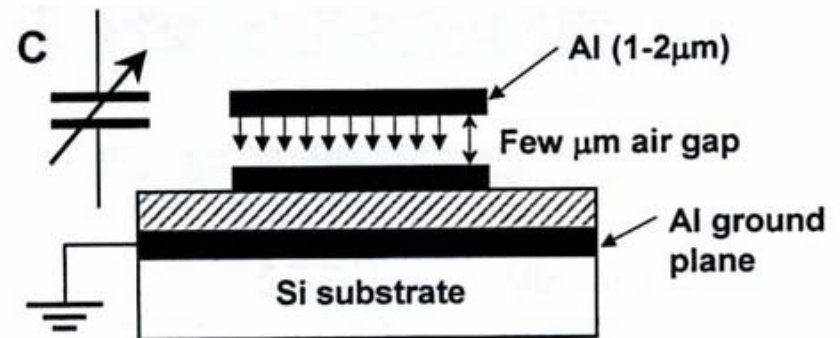
- **Elektrostatisk aktivering** er en dominerende mekanisme for tuning
  - Lavt effektforbruk, enkelhet
- **Vertikal** elektrostatisk forskyvning
  - Tuning av gapet (**ikke-lineær** endring) i parallell plate kondensator
    - 2-plate kapasitans
    - 3-plate kapasitans
    - Dobbelt luft-gap kapasitans
    - Andre eksempler
- **Horisontal** (lateral) forskyvning
  - Tuning av arealet (**lineær** endring)
- **Termisk** tunbare MEMS kapasitans
- **Piezoelektrisk** aktuator tunbare kapasitanser
- Tuning ved endring av **dielektrisk** materiale

# Utfordringer for RF MEMS kapasitanser

- ÷ Tunbarhetsområdet for MEMS varaktorer er lite
  - 1.2 – 2.5
  - Tilsvarende for halvleder-varaktorer 4 – 6
  - → Oppnå tilstrekkelig **Tuning Range (TR)**
    - Definisjon TR:  $C_{\max} / C_{\min}$
    - Bør være  $> 2$
- ÷ MEMS er følsom for ulike støyeffekter som gjør seg gjeldende ved lav fjærkonstant, k
  - Lav k er ønskelig for 3 – 5 V anvendelser
  - Er problematisk pga.
    - Aksellerasjon, RF power selv-aktivering, støy-effekter

# To-plate tunbar MEMS kapasitans

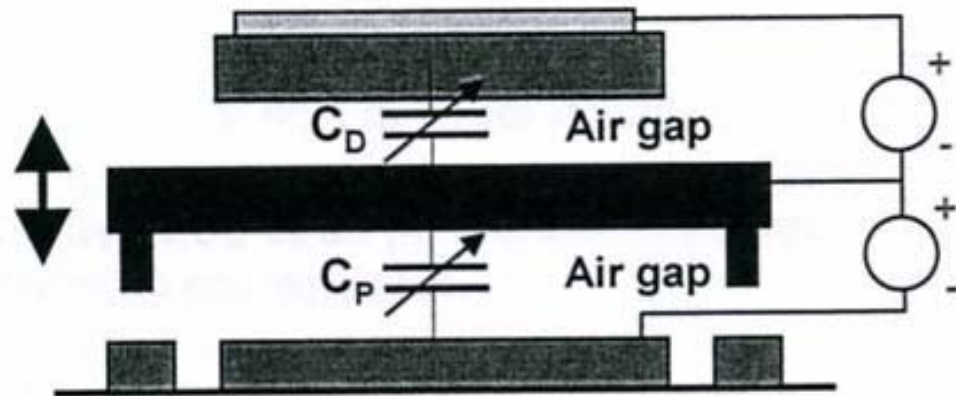
- Young & Boser, Berkeley
- Gap-tuning
- Den ene platen kan beveges ved elektrostatiske aktivering
- Opererer under likevekt mellom elastiske og elektriske krefter



**TR = 150%**

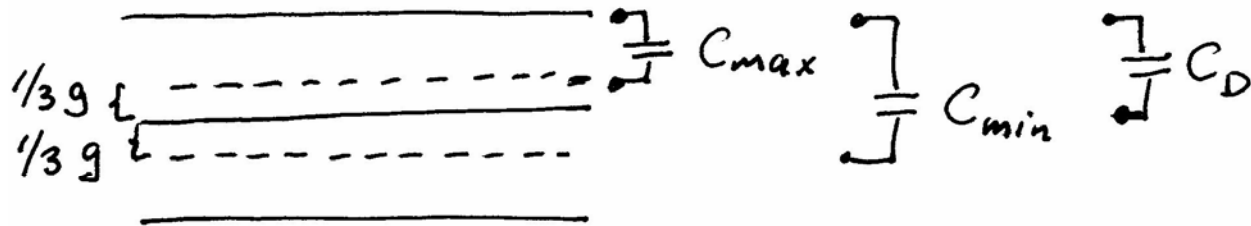
# 3-plate tunbar MEMS kapasitans

- 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



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

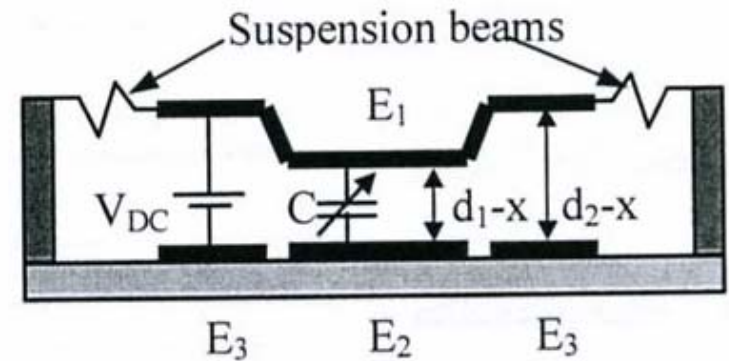
$$C_{min} = \epsilon \frac{A}{\frac{4}{3}g} = \frac{3}{4} C_D$$

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

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!





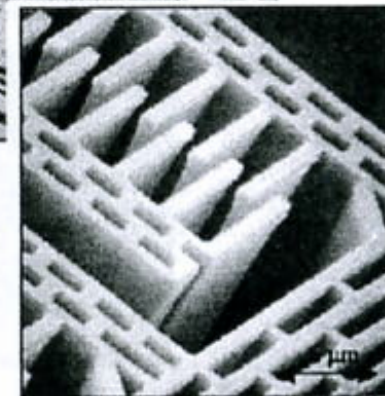
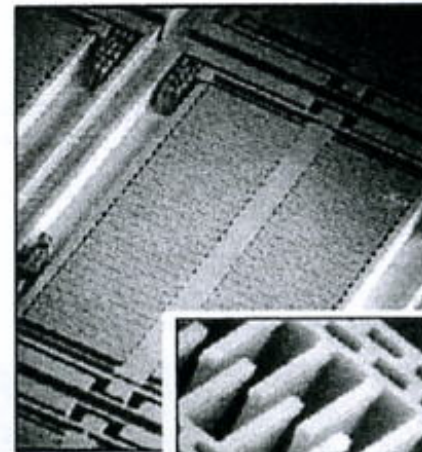
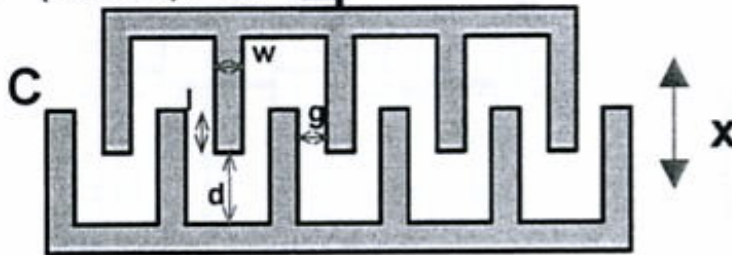
# Comb-like (inter-digital) tunable MEMS capacitors

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:  $Q > 40-160 @ 400-1600MHz$

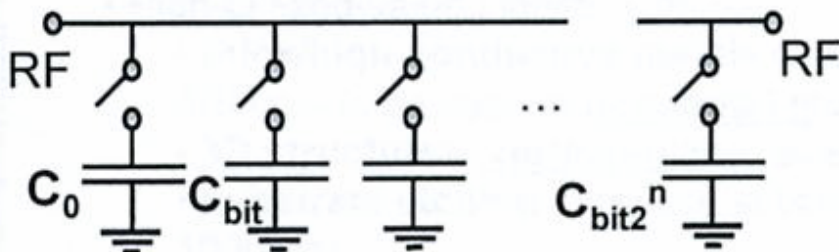
J.J. Yao, S. Park and J. DeNatale, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head Island, SC, 1998, pp. 124-127.



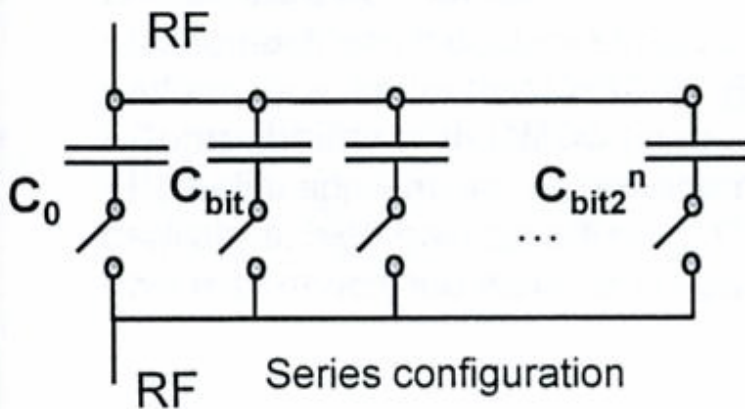


# RF MEMS capacitor banks

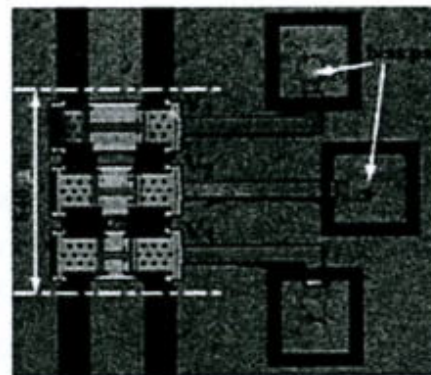
n-bit capacitor bank with capacitive switch and fixed  $C_0$



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
- 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

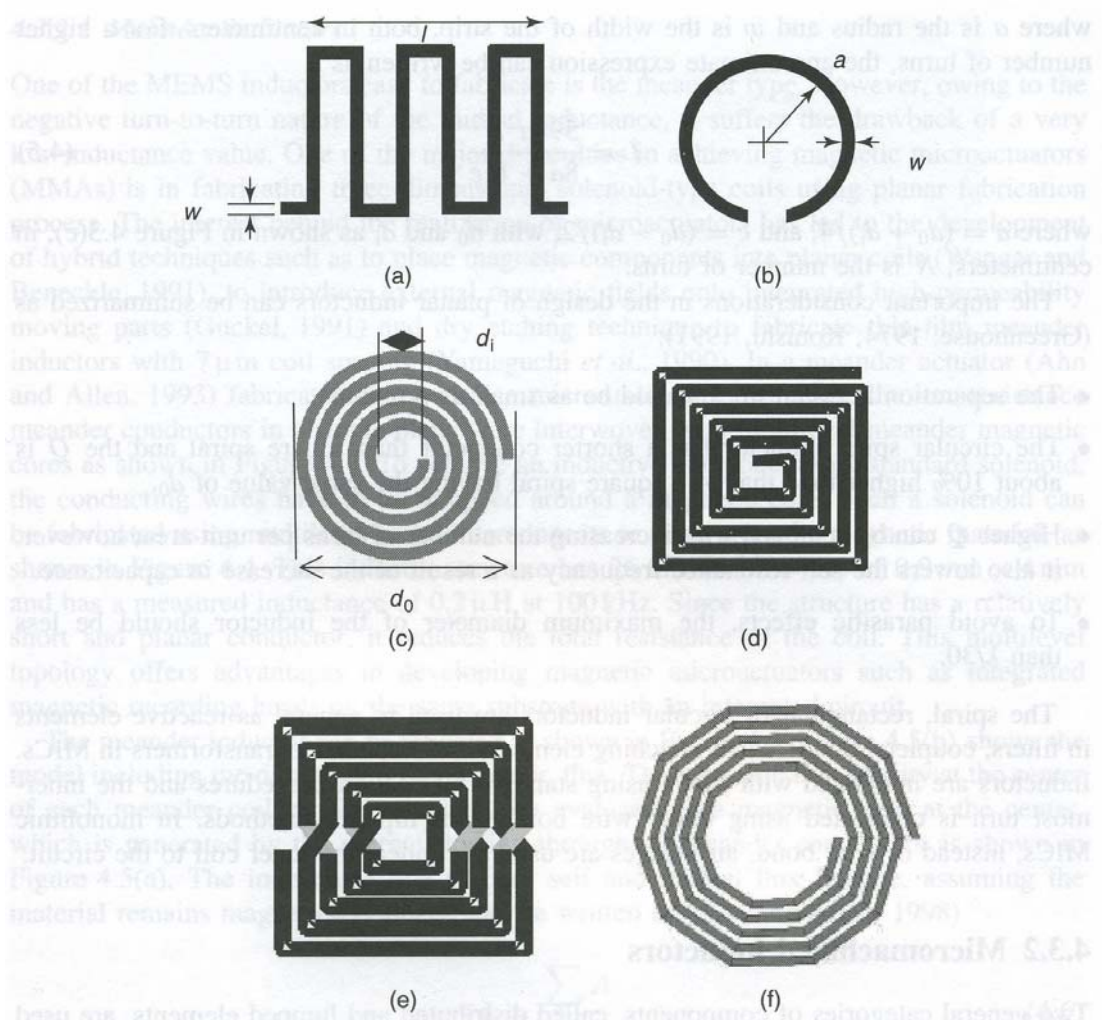
# Planare induktorer, generelt

- Realisert i et plan
- Laget ved et enkelt **metall-lag** som er etset ut
- Induktor hviler på et **substrat** dekket av et **dielektrikum**
- Tap i induktor pga.
  - Endelig konduktivitet i metallet
  - Tap i dielektrikum
  - Tap i substratet
- Areal-begrensning
  - Total linjelengde i spolen bør være vesentlig mindre enn bølgelengden
    - Gir derved neglisjerbart faseskift i signalet

# Planare induktanser

Meander

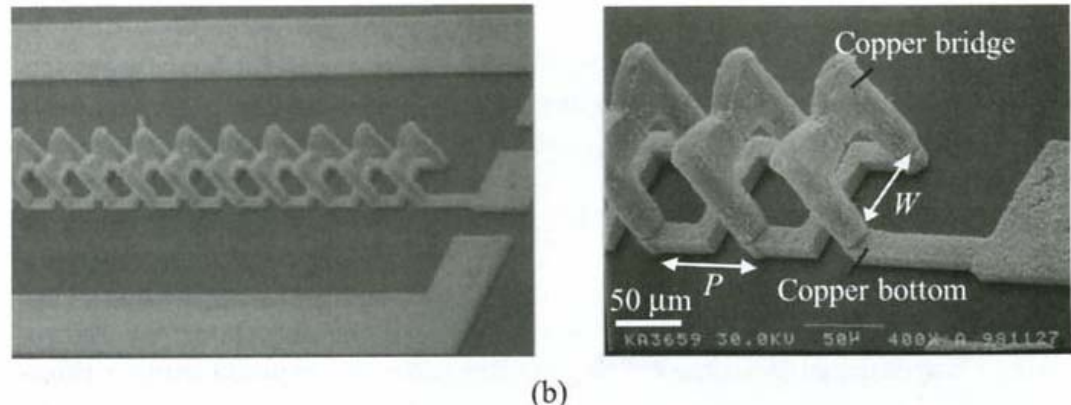
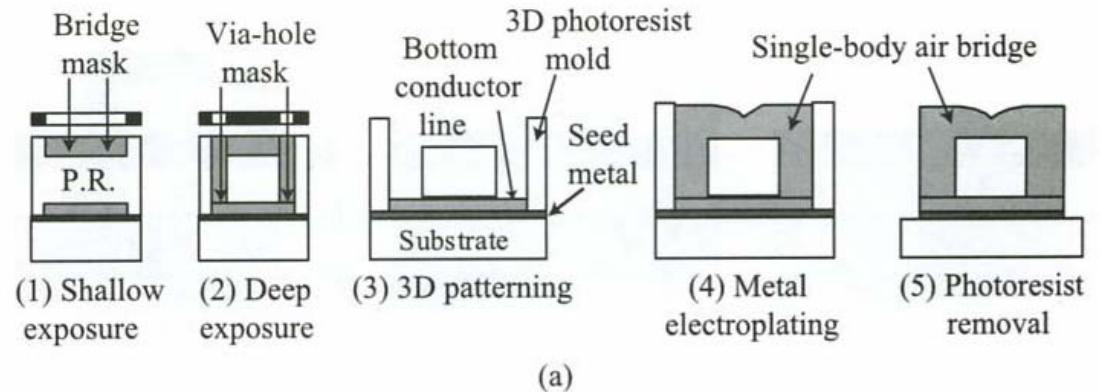
Spiral



**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-type induktorer

- Klassisk eksempel
- Prosess med en **tykk fotoresist-form**
  - 45 – 60  $\mu\text{m}$  dyp
- Toppen fabrikeres med kobber:  
**elektroplettering**
  - 20 – 30  $\mu\text{m}$  kobber-lag på toppen
- Resultat: "løkker"



# Generell modell for planar induktor

$L_s$  er lavfrekvens induktans

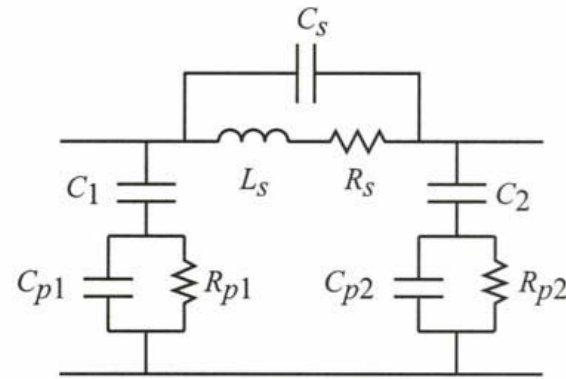
$R_s$  er serie-resistans

$C_s$  er kapasitans mellom vindingene

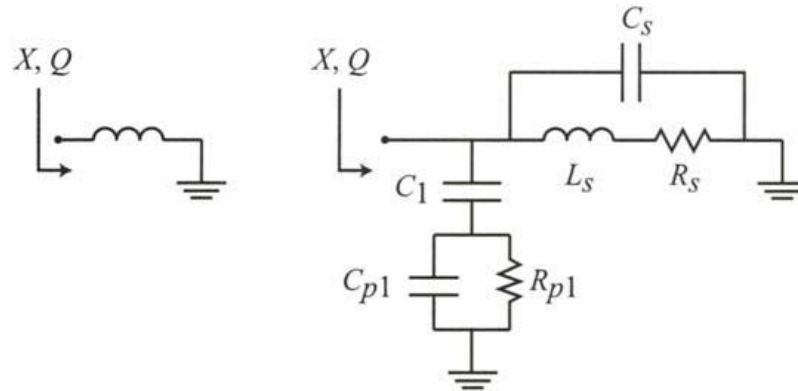
$C_1$  er kapasitansen i oksydlaget mellom spolen og substratet

$C_p$  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 →)

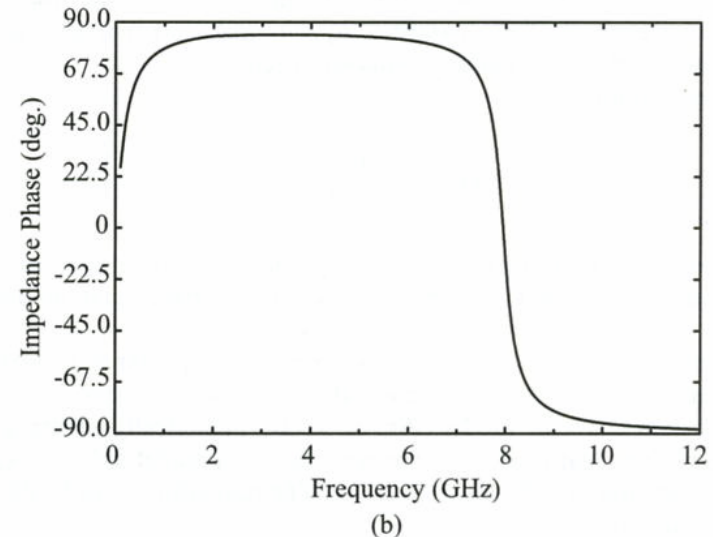
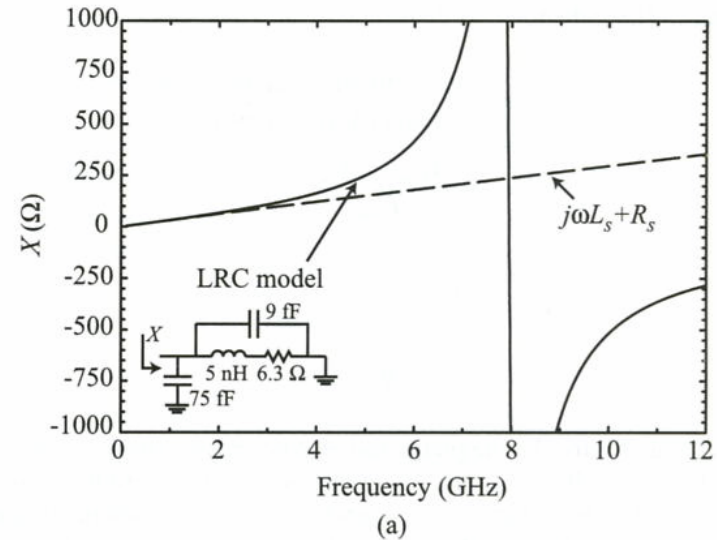
Parallell-type resonans ved 8 GHz, fasen endres også

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  $\sqrt{f}$ .

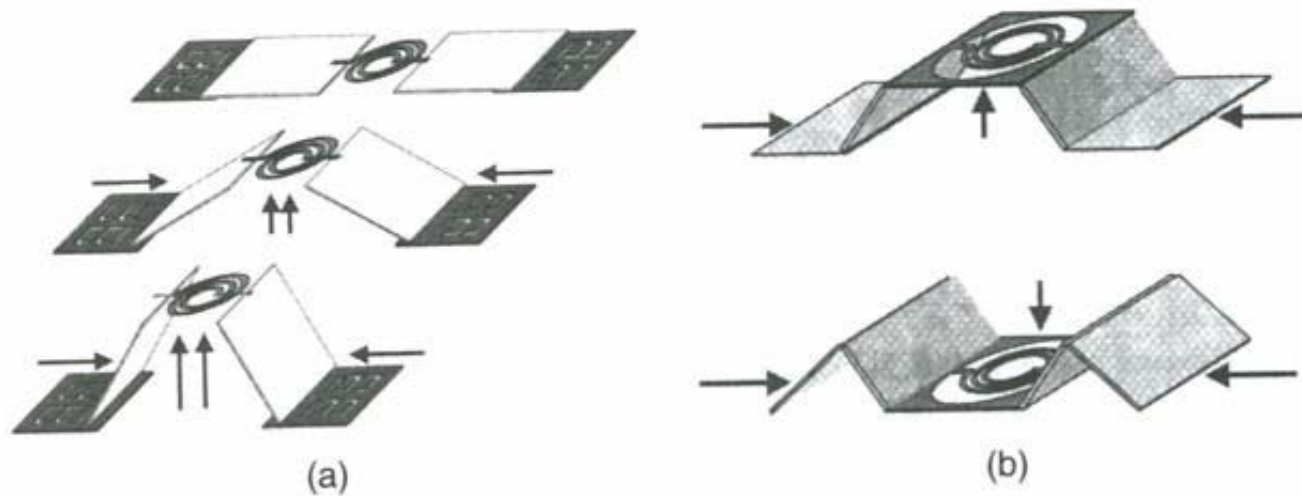
# Ulike designparametre

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

# Oppsummering: Hvordan øke ytelsen?


- Ha **tykke metall-lag** med god ledningsevne
  - For å redusere serie-motstand
- Benytte **substrat-etsing**
  - Substratets parasitt-kapasitans reduseres
- Benytte **3-D** strukturer
  - Ved vertikalplan-spoler kan L-verdien økes
- Bruk av **kjerne-materiale**

# 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

# Programmerbare induktor banker



**FSRM**  
FACULTY OF SCIENCE  
RWTH AACHEN UNIVERSITY

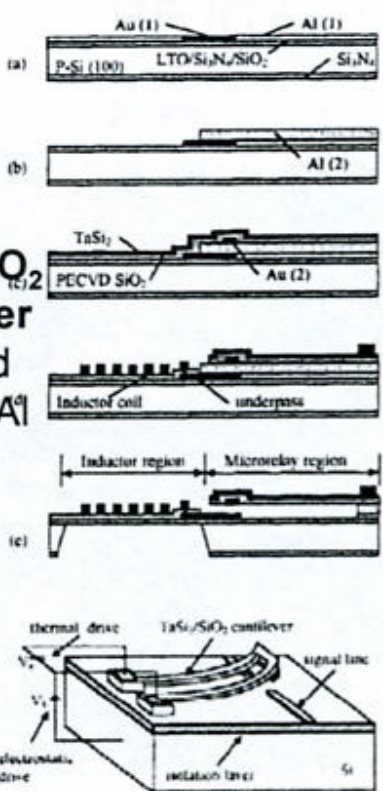
## Micromachined digitized high-Q inductor banks

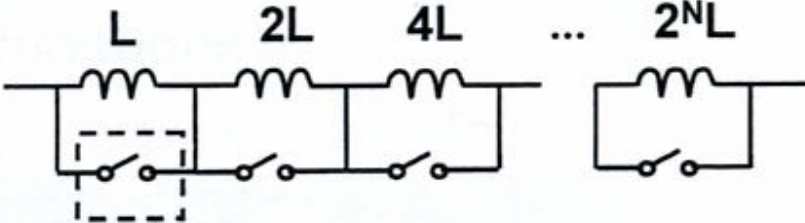


**EPFL**  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE  
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

**Design and process** (New jersey Institute of Technology)

- micro-relays made on  $TaSi_2/SiO_2$  bimorph cantilever beam, gold-to-gold electrical contact, Al as sacrificial layer and thermal actuation
- gold inductors and pads





Contact switch (micro-relay) Termisk aktivering!

**Performance:**

- $L = 2.5$  up to  $162.4$  nH
- $Q=3.3$  @  $1.6$ GHz
- electro-thermal relays with  $R_{on}=0.6-0.8\Omega$   
thermal power= $8$ mW,  $V=20$ V
- contacts fails after  $10^6$  cycles (!!)

$D_1 D_2 D_3$	L (nH)	$D_1 D_2 D_3$	L (nH)
0000	324.8	1000	162.4
0001	277.9	1001	105.7
0010	223.2	1010	67.4
0011	185.0	1011	45.9
0100	166.9	1100	60.5
0101	127.3	1101	31.5
0110	103.8	1110	16.2
0111	83.1	1111	2.5

S. Zhou, X.-Q. Sun, W.N. Carr, TRANSDUCERS '97, Vol. 2, June 1997, pp. 1137-1140.

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskifttere
  - 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**
  - Er mekanisk bærer ("**support**")
  - Har **signalkoblinger** til den fysiske verden
  - Sørger for **varmetransport**
  - Gir **beskyttelse** mot omgivelsene
  - Muliggjøre **kontakt** med fysiske omgivelser
    - 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 om helt forskjellige teknologier
    - MEMS og CMOS kan da **optimaliseres** hver for seg
- Elektroniske og mekaniske komponenter må generelt forbindes
  - Eks. Filterbank trenger multipleksing-elektronikk
  - Ofte mange forbindelser mellom brikkene
  - Strøkapasitans, impedans belaster!
  - → **Ønske om en-brikke løsninger! (monolittisk integrasjon)**
- Teknologier for monolittisk integrasjon
  - **Mixed krets- og mikromekanikk (Intermediate CMOS)**
  - **Pre-kretser (Pre-CMOS)**
  - **Post-kretser (Post-CMOS)**

# Pre-CMOS kretser

- Mikromekanikk fabrikeres først, så IC
- Fordeler
  - Kan fremstille MEMS optimalt
  - Kun ett passiveringstrinn trengs etter mikromekanikk prosesseringen
  - Hver prosesseringsmodul kan oppgraderes uavhengig
- Ulempe
  - Store topografi-variasjoner oppstår etter MEMS (eks. på 9  $\mu\text{m}$ )
  - CMOS fotoresist spinning og mønstring vanskeliggjøres
    - Spesielt for submikron kretser
    - CMOS og MEMS har høyst forskjellige minimums-geometrier
  - Må planarisere overflaten
  - Foundry-prosesser tillater sjelden "dirty" MEMS skiver inn i fabrikasjons-linjene

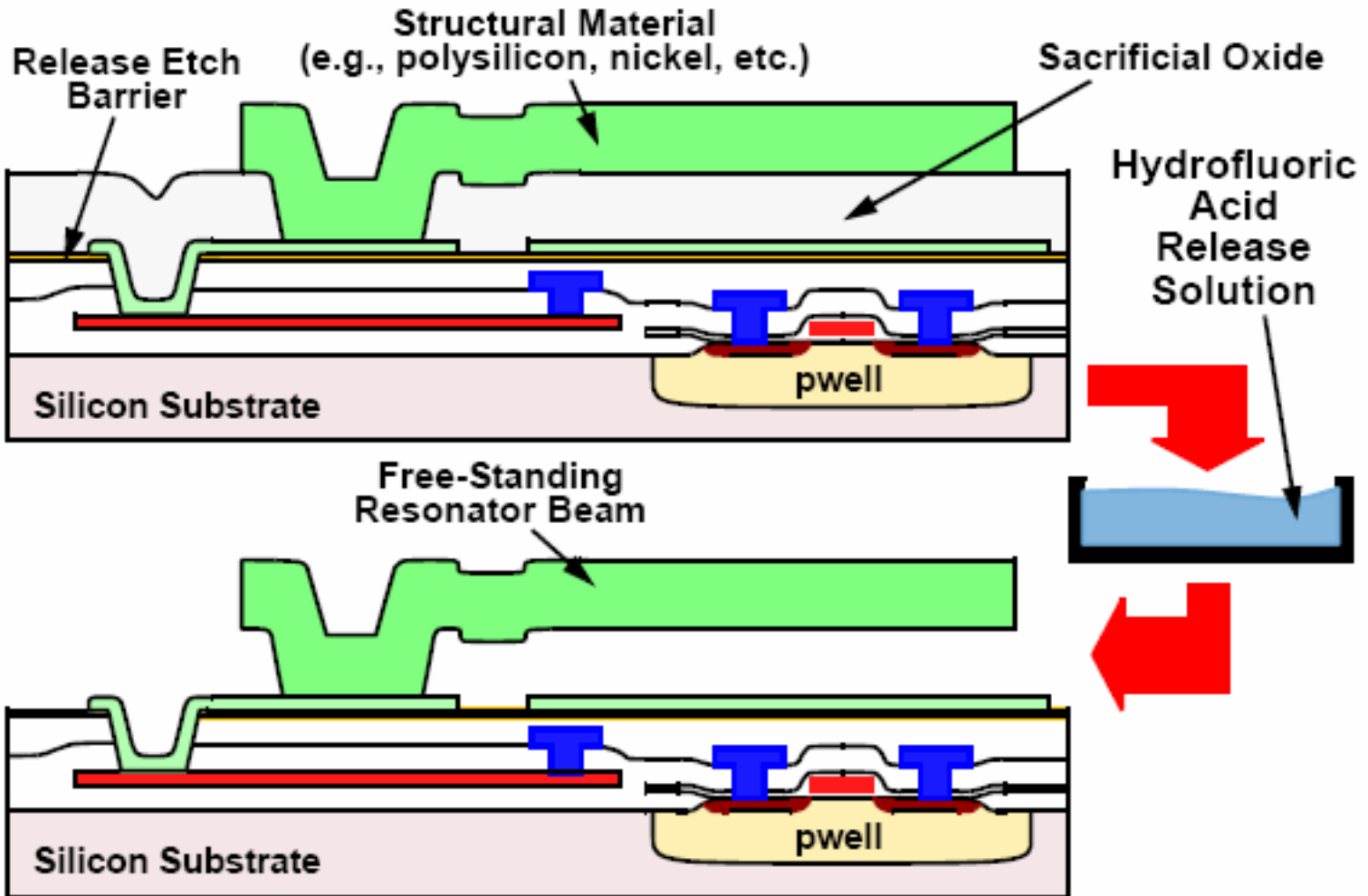
# Post-CMOS kretser

- CMOS krets-prosesseringen gjøres før MEMS
  - Synes som den mest lovende prosedyren
  - Planarisering trengs ikke
  - Kan bruke avanserte/standard IC foundries og etterfølgende mikromekanikk-prosessering
  - Metoden har blitt utviklet gradvis
    - **Vanskeligheter med CMOS Al-basert metallisering**
    - Al kan ikke stå imot de **høye temperaturtrinnene** som trengs for mange av mikromekanikk-prosesstrinnene
      - Spesielt de som kreves for høy Q
    - Kompromisser må gjøres i den ene eller andre prosessen
    - Eks. UoC Berkely: bruk av SiGe

# Eks. på prosess

- MICS prosessen →
  - **Wolfram** ("tungsten") benyttes til metallisering istedenfor Al før polySi overflate mikromaskinerings-prosessen
    - Wolfram tåler høyere temperaturer
- Nyere resultater beholder Al-metallisering og benytter **lav temperatur poly-SiGe** som det strukturelle materialet og med minimal reduksjon i mikromekanisk ytelse

# Surface Micromachining

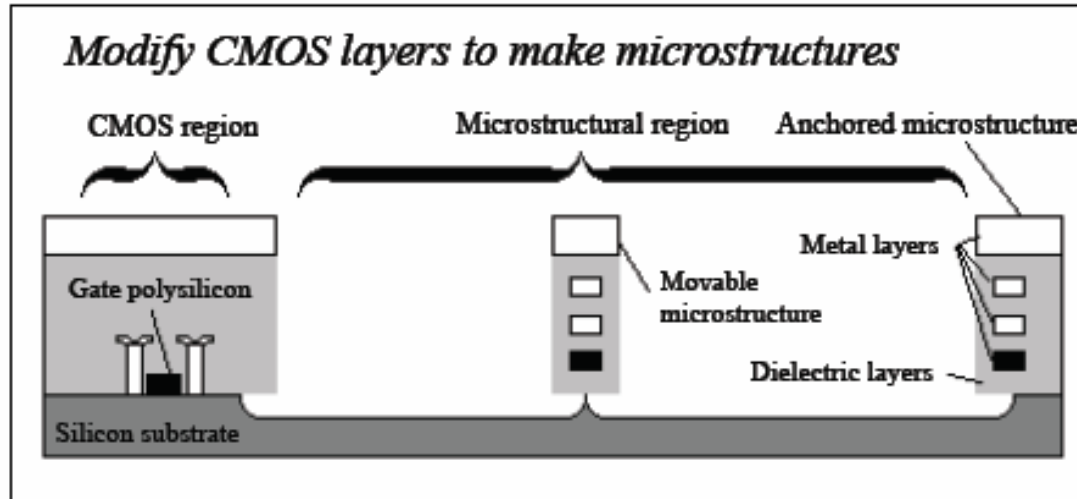


• Fabrication steps compatible with planar IC processing

*C. T.-C. Nguyen*

*Univ. of Michigan*

# European ASIMPS



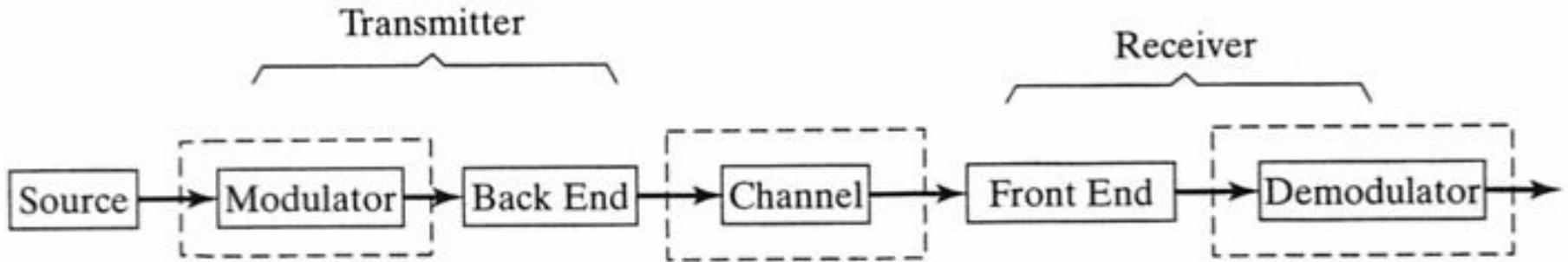
(CMU)

- Multilagstruktur av metall + dielektrikum
  - Øverste metall-lag benyttes som maske
  - 5 metall-lag
  - MEMS fristilles i et maskeløst etse-trinn
  - RIE + isotrop underets
  - CMOS må dekkes av metall
  - Egne MEMS design regler
- 
- Kan utnytte de enorme investeringsene i CMOS-prosessering

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- 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)

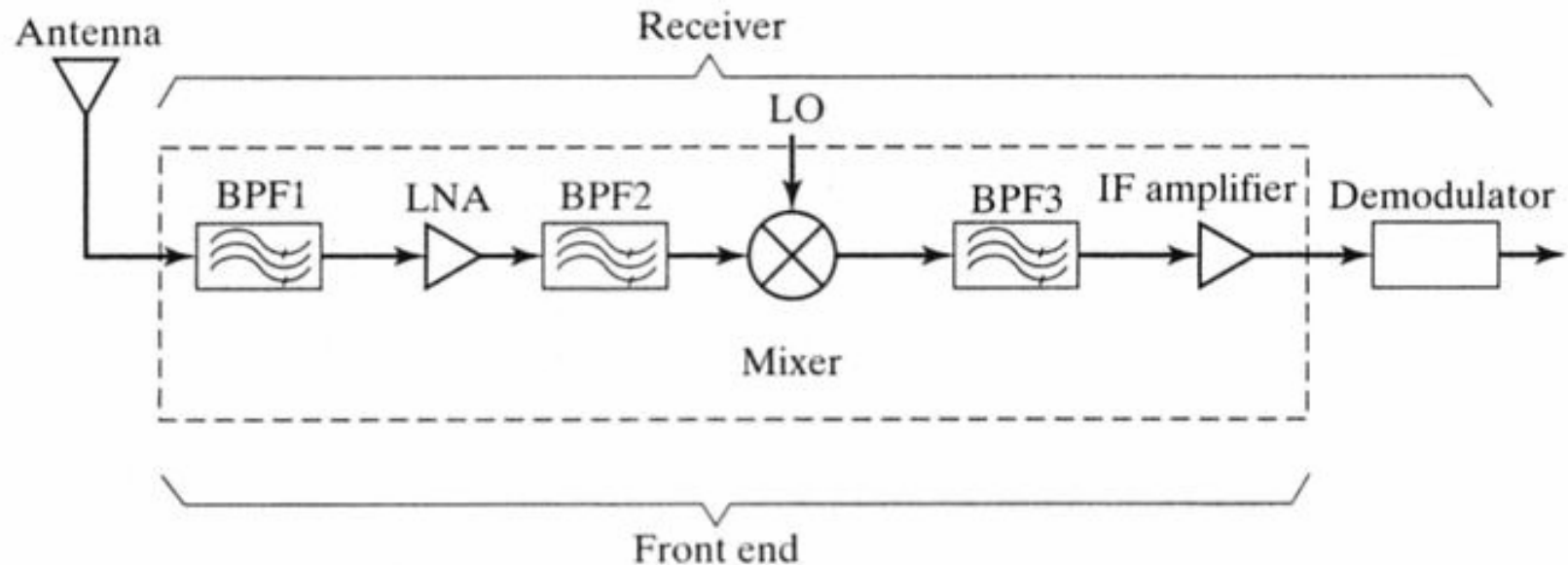
Radiokanalen introduserer støy, interferens, forstyrrelser

Mottaker former signalet for demodulasjon



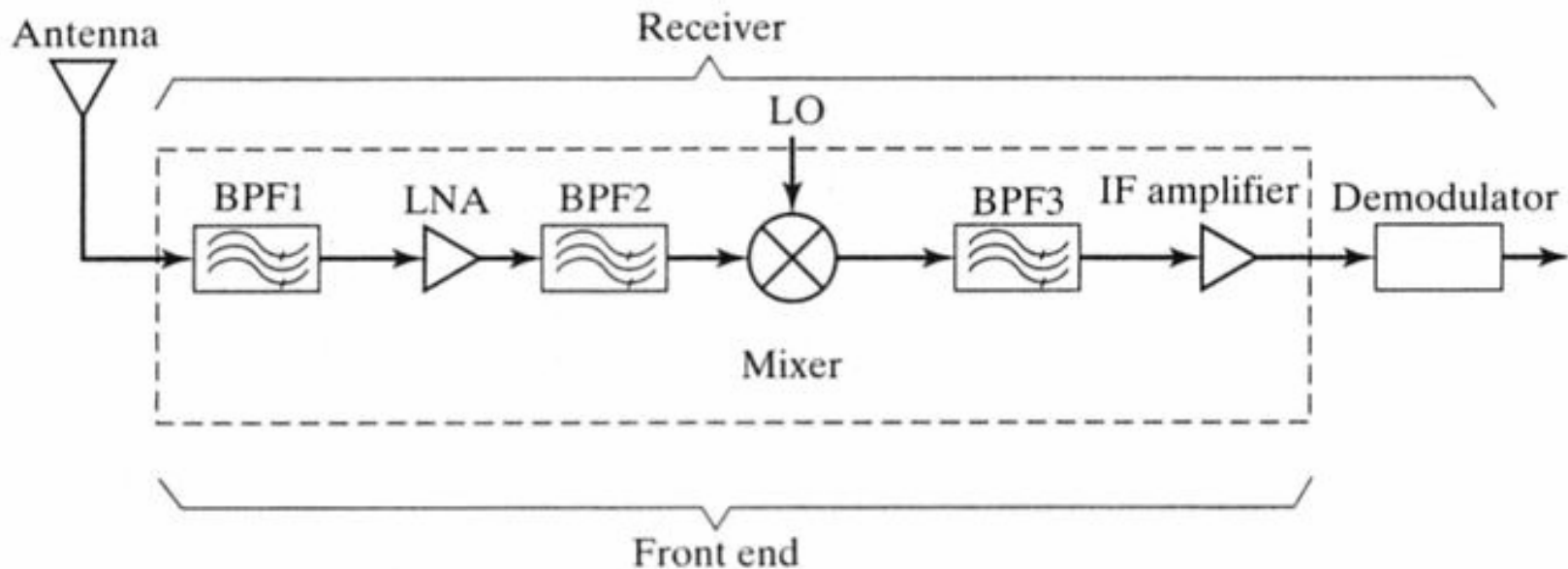
# Receiver arkitektur

- 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



# Arkitektur, forts.

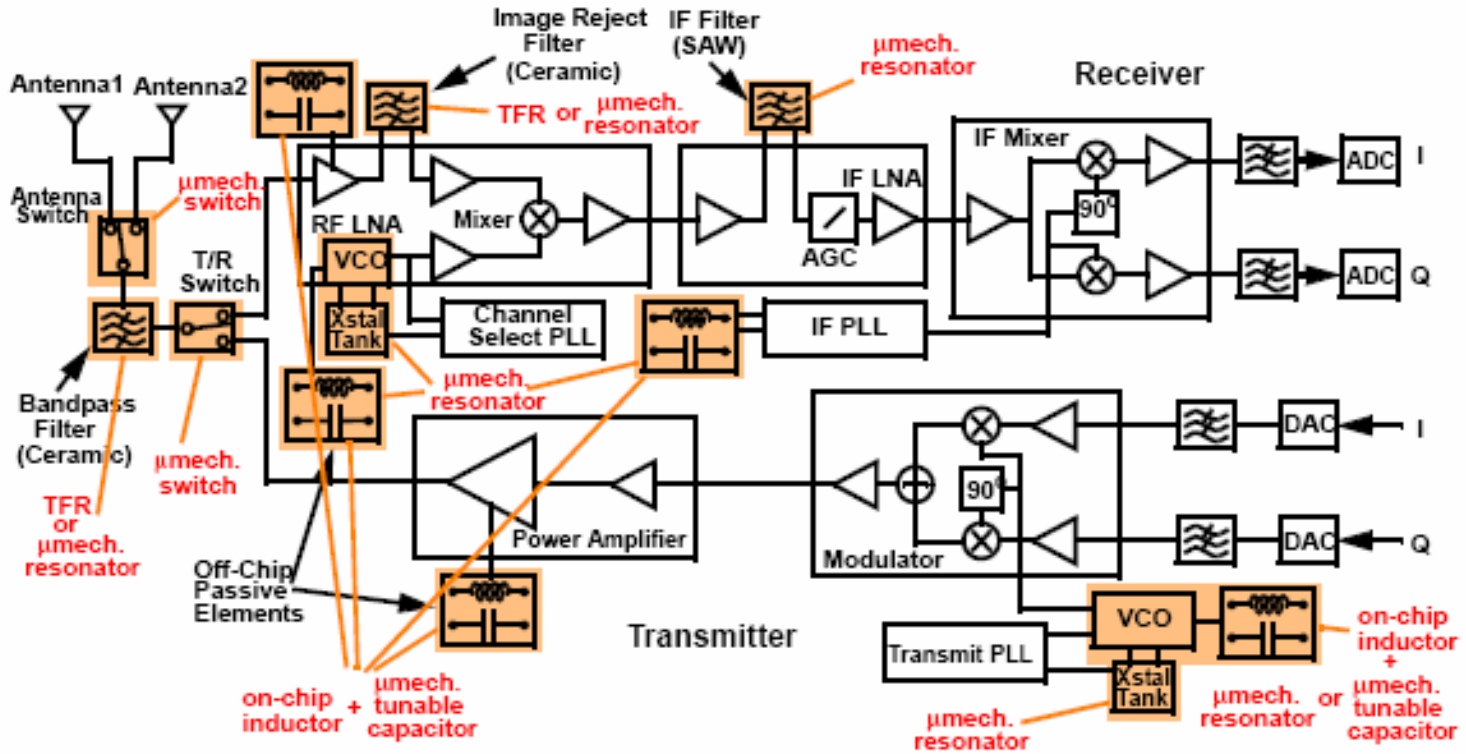
- Anti-image filter før miksing, BPF2
- Miksing
  - Frekvens-translasjon til **Intermediate Frequency, IF**
  - Variabel eller fast lokal oscillator (LO)-frekvens



# 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



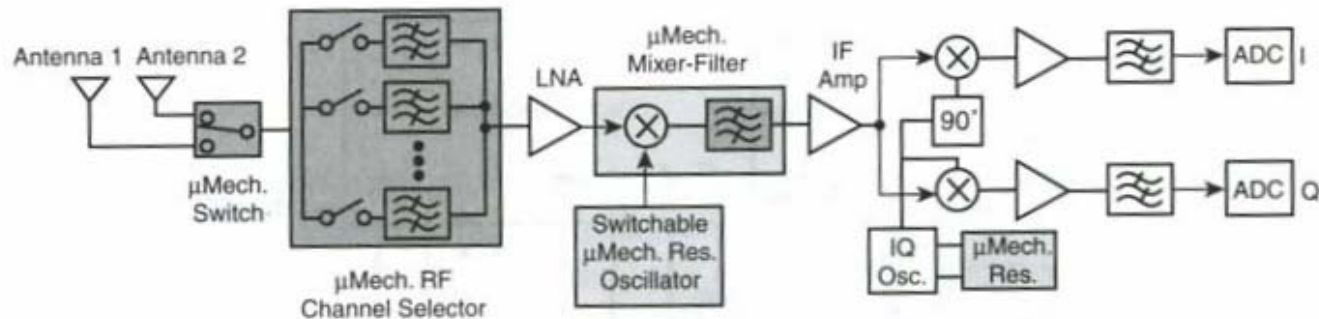
- A large number of off-chip high-Q components replaceable with μmachined versions; e.g., using μmachined resonators, switches, capacitors, and inductors

# Fordeler med MEMS erstatning

- Reduksjon av **dimensjoner**
- Muligheter for **integrasjon**
  - Sam-montering ("multi-chip")
  - Monolittisk
- **Effekt-reduksjon**
- MEMS gir større fleksibilitet for **impedans-tilpasning** av MEMS- filtre
  - Terminerings-impedans skreddersys til etterfølgende LNA (Low Noise Amplifier)
    - "Høyere" (enn  $50 \Omega$ ) LNA inngangsimpedans kan brukes → effekt-besparelse og reduksjon av støy-bidrag

## B. Bruk av MEMS resonatorer/filtre

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



**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.)

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

- Ide
  - Benytte **mange, enkle**, ikke-tunbare filtre med høy Q
  - Ett for hver kanal, - svitsjes på kommando
  - En kommunikasjons-standard krever 100 – 1000-vis av filtre
- Fordeler
  - Kan velge **smal RF kanal** direkte og ikke bare et grov-valg som ved "preselection" filter
  - Etterfølgende elektroniske blokker vil ikke påvirkes av nærliggende kanaler og kan forenkles
    - Disse ville ellers forårsaket interferens
  - LNA kan forenkles
    - Dynamisk område kan reduseres og derved reduseres effektforbruket
  - Redusert krav til fase-støy for LO
    - → også effektreduksjon
    - On-chip realisering av LO kan bli mulig

# MEMS filterbank

- Blokk-diagram:
  - Felles inngang og utgang
  - Hvert filters passbånd tilsvarer en enkel kanal
  - Kontroll ved  $V_p$  fra dekoder
    - Uten påtrykt  $V_p$  er inngangs- og utgangs-elektrodene effektivt ”open-circuit”

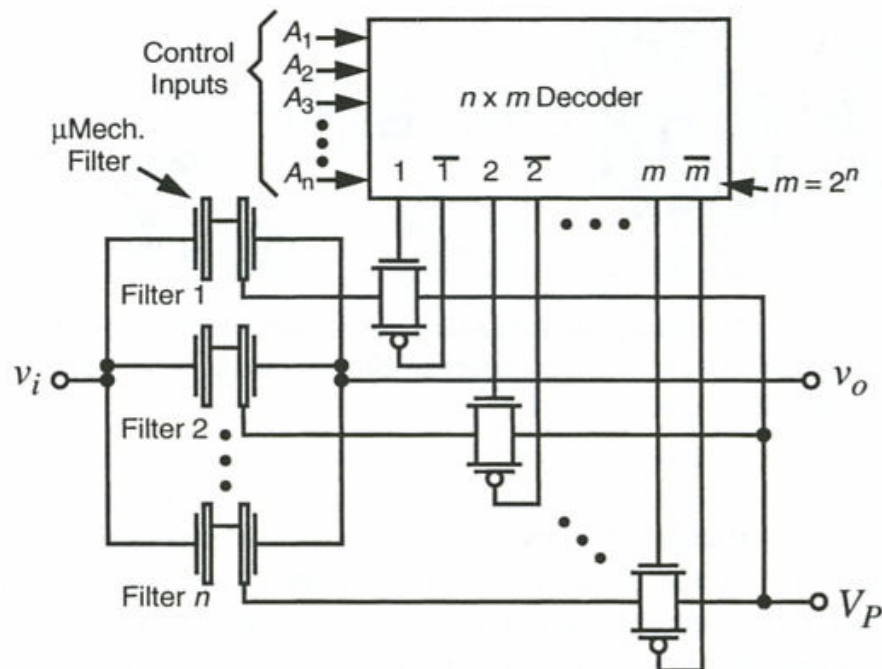
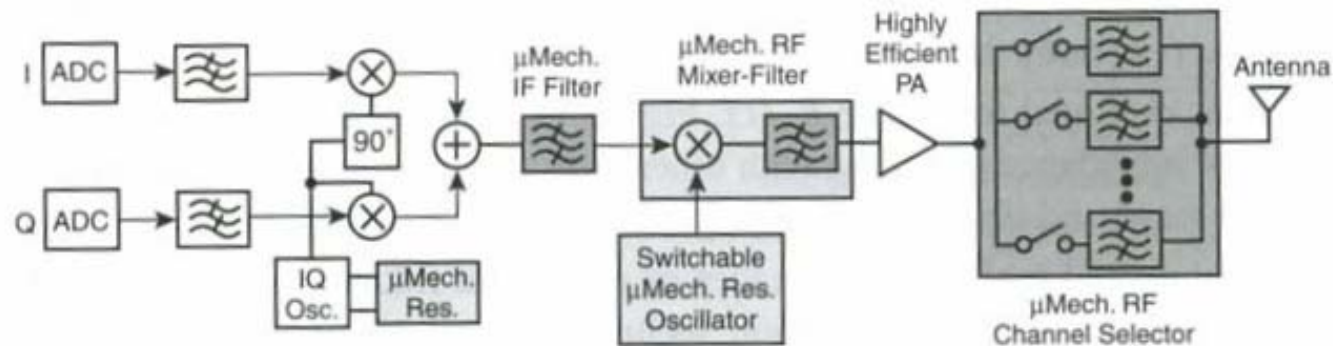


Figure 12.22. System/circuit diagram for an RF channel-select micromechanical filter bank.



# RF MEMS transmitter architecture

- Lite er gjort mhp bruk av RF MEMS i transmitter
  - Skyldes manglende evne til **effekt-håndtering**
    - Sende-effekten er vesentlig
- Forskning i gang for å bøte på dette



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

# Aktuelle forskningstemaer

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

# Oversikt

- Motivasjon
- Mikromaskinering
- Modellering
- Spesielle forhold ved RF systemer
- Q-faktor
- RF MEMS komponenter
  - Svitsjer
  - Faseskifttere
  - 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 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***

# 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!”**