

INF 5490 RF MEMS

L9: RF MEMS faseskiftere. Resonatorer, I

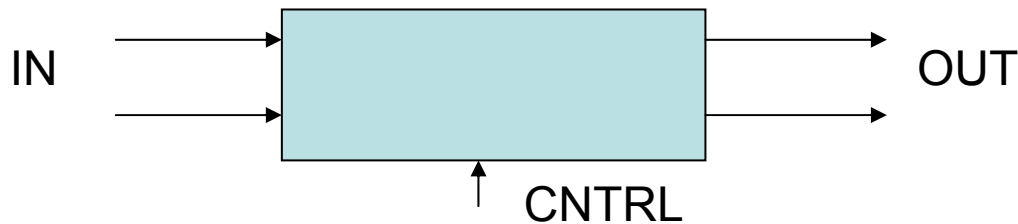
V2007, Oddvar Søråsen
Institutt for informatikk, UiO

Dagens forelesning

- Faseskiftere
 - Funksjon
 - Anvendelse
 - Teknologi
 - Analoge faseskiftere
 - Digitale faseskiftere
- Mekaniske resonatorer
 - Grunnleggende prinsipper
 - **Virkemåte** for sentrale resonator-strukturer

Funksjon

- En faseskifter er en 2-port



- Utgangssignalet er en forsinket kopi av inngangen
- Den effektive "path-lengden" av transmisjonslinja kan endres
 - Signalet må gå en lengre vei → "forsinkes" → fasen forandres
 - Faseforskjellen kan settes med et kontrollsignal (DC bias)

Viktige (ønskede) egenskaper

- Kontinuerlig tunbarhet
- Lavt tap
- Impedans-tilpasning ("matching") for signalet
- Evne til å hankes med effekt
- Krav til lav drive-effekt for "control signal"
- Hurtig respons
- Lav pris

Anvendelse

- "Phased array" antenne kan ha tusenvis av elementer styrt av en faseskifter for hvert element
 - Antenne-beam kan **styres** i rommet uten å bevege antennen fysisk
 - Antenne-beam kan **formes**
- Bruk av MEMS faseskifter er et hett tema
 - Kan fabrikeres direkte sammen med antenne-elementene på for eksempel keramikk eller kvarts-substrat
 - → Lav-kost-antenn

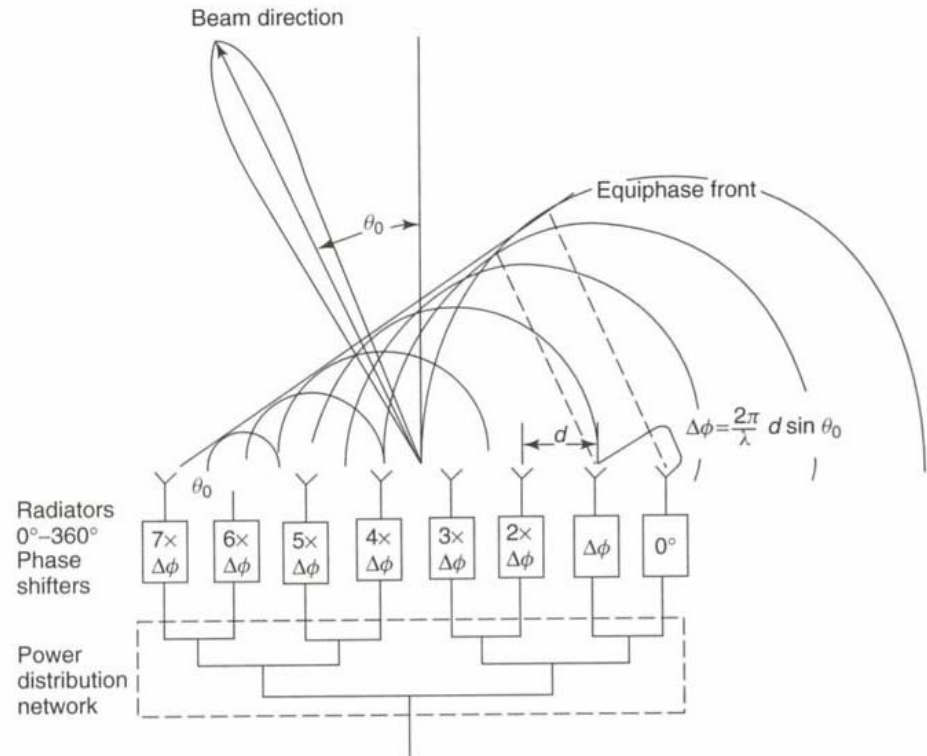


Figure 6.1 Principle of a phased array antenna using phase shifters. Varadan *et al.* 1995

Klassifikasjon

- Faseskiftere klassifiseres i
 - Analoge
 - Kontinuerlig faseskift
 - Endring av forplantnings-hastigheten
 - Digitale
 - Faseskift i diskrete verdier
 - Valg av forskjellige signal-veier

Teknologi

- Forskjellige elektronisk styrte faseskiftere eksisterer
 - Feritt ("ferrite") faseskiftere
 - Halvleder faseskiftere
 - → MEMS faseskiftere

”Ferrite” faseskiftere

- Faseskift oppnås ved å endre påsatt magnetfelt
 - Magnetfeltet påvirker elektron-spinnet og derved magnetisk ”permeabilitet” = μ
 - Propageringshastigheten til de elektromagnetiske bølgene endres

$$v_p \approx \frac{1}{\sqrt{\mu}}$$

- → gir varierbart faseskift
- + Gode egenskaper, kan håndtere høy effekt
- - Kostbare, komplekse, upraktiske

Halvleder faseskiftere

- Benytter **brytere** som svitsjer inn/ut ulike linjesegmenter
 - PIN-diode, GaAs FET
- + Billige, små, kan monolittisk integreres med forsterkere
- - Kan ikke gi kontinuerlig fasevariasjon
- - Betydelige tap ved RF, høy "insertion loss"
- - Dårlig evne til å behandle effekt

MEMS faseskiftere

- **A. Bruk av distribuerte, kapasitive shunt-svitsjer (analoge)**
 - Endring av den effektive **kapasitive belastningen** til transmisjonslinja
 - Kontinuerlig fase-endring
- **B. Basert på svitsjer realisert ved MEMS (digitale)**
 - Faseskift genereres ved å svitsje mellom ulike fase-veier
 - Diskret fase-endring
 - MEMS **svitsjer** har høy ytelse!
 - Bedre egenskaper enn halvledersvitsjer
- → **Gir mulighet for høy-ytelses faseskiftere!**

Propagation in a transmission line

Voltage wave in positive z-direction

(R,L,G,C per length)

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

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

Lossless line

$$R = G = 0 \Rightarrow k = j\omega\sqrt{LC} = j\beta$$

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z}$$

$$V(z, t) = V_0 \cos(\omega t - \beta z)$$

The wave repeats in space when

$$\beta \cdot z = 2\pi \Rightarrow z = \lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

Propagation velocity =
phase velocity, V_p

$$v_p \cdot T = \lambda \Rightarrow v_p = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{1}{\beta} = 2\pi f \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Characteristic impedance

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

Analoge faseskiftere

- Fasehastigheten til en transmisjonslinje

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

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

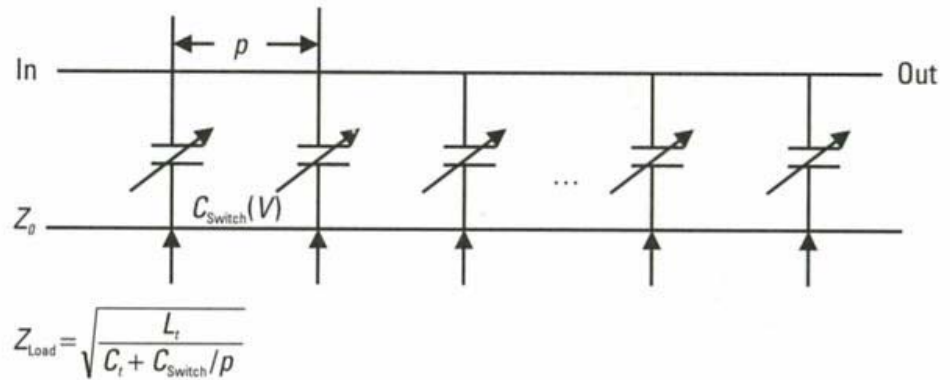


Figure 5.1 Schematic of analog phase shifter.

De Los Santos

C_t = kapasitans i selve linja

Shunt kapasitivt belastet linje

- Transmisjonslinjen (TL) belastes **periodisk** med **variable kapasitanser**
 - Virkemåte
 - C_t øker $\rightarrow v_p$ avtar
- $$v_p = \frac{1}{\sqrt{L_t \cdot C_t}}$$
- Det tar lengre tid for signalet å forflytte seg en viss lengde
 - Alle C_{switch} endres samtidig og trinnløst ved en bias-spenning
 - Ulempe ved analoge fase-skifttere:
 - Følsomme for **støy** på kontroll-spennings-linja

Distribuert MEMS fase-skiftere

- **Kapasitive shunt svitsjer** som belastning
 - Bjelke over senterelektroden i en co-planar bølgeleder (CPW – "wave guide")
 - Bjelken trekkes ned av en elektrostatisk kraft ved DC-spenning på bunn-elektroden (< pull-down-spenning!)
 - Gapet bestemmer den distribuerte MEMS-kapasitansen
 - "loaded" TL-impedans endres
 - Kan enkelt modelleres analytisk
 - Egnert for bredbånd-operasjon
- Regelmessig introduksjon av shunt-kapasitans gir også en "Bragg-frekvens" som begrenser maksimal operasjonsfrekvens (gitter-effekt)

Formulas for lossless and loaded lines

Lossless line

ϵ = dielectricity constant
 μ = magnetic permeability

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\epsilon_r\mu}} \approx \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Time delay per section

$$\tau = \frac{p}{v_p} = \frac{p\sqrt{\epsilon_r}}{c}$$

Loaded line

$$Z_{0_loaded} = \sqrt{\frac{L}{C + C_{switch}/p}}$$

$$v_{p_loaded} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + C_{switch}/p)}}$$

$$\tau_{loaded} = \frac{p}{v_{p_loaded}} = \sqrt{pL \cdot (pC + C_{switch})}$$

Time delay per section

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z_0^2 \cdot C$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{Z_0 C}$$

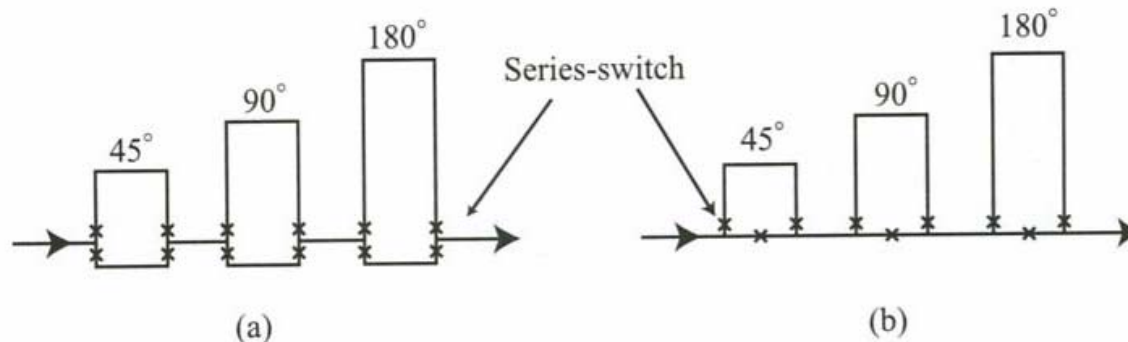
$$C = \frac{1}{v_p Z_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c Z_0}$$

$$L = Z_0 C = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c}$$

Ulemper ved MEMS shunt-svitsj faseskiftere

- Langsom svitsjehastighet (μs)
- Høy aktiveringsspenning, $V_s = 20 - 100 \text{ V}$
 - V_s senkes ved å **minske gapet**
 - Vanskeligere produksjon (yield)
 - Parasittkapasitans i "up state" gir vesentlig bidrag
 - Mer følsom for pull-in
 - V_s senkes ved å bruke materialer med **lavere Youngs modul**
 - Benytte polymerer ($E = 5 \text{ GPa}$, der metaller har $50 - 100 \text{ GPa}$)
 - Polymerer kan gi 1/3 aktiveringsspenning sml med metall
 - I Varadan beskrives hvordan slike strukturer kan fremstilles ved "mikrostereolitografi" (ikke pensum)
- → **Tilstrekkelig gode egenskaper for "phased array" antenner**

Digitale faseskiftere med serie-svitsjer



- Virkemåte
 - Ulike linjestykker kobles inn ("paths")
 - Innkobling foretas ved svitsjer
- Svitsjer for "180°, 90°, 45°, 22.5°, 11.25° -seksjoner" i et kaskade-arrangement
- Flere bit benyttes
 - Styrer hver sine linjeseksjoner
 - F.eks. 3 bit: 45/90/180° gir faseskift på 0, 45, 90, 135, ... , 315°
 - 3 bit og 4 bit faseskiftere har blitt demonstrert

Hovedtyper av digitale faseskiftere (De Los Santos)

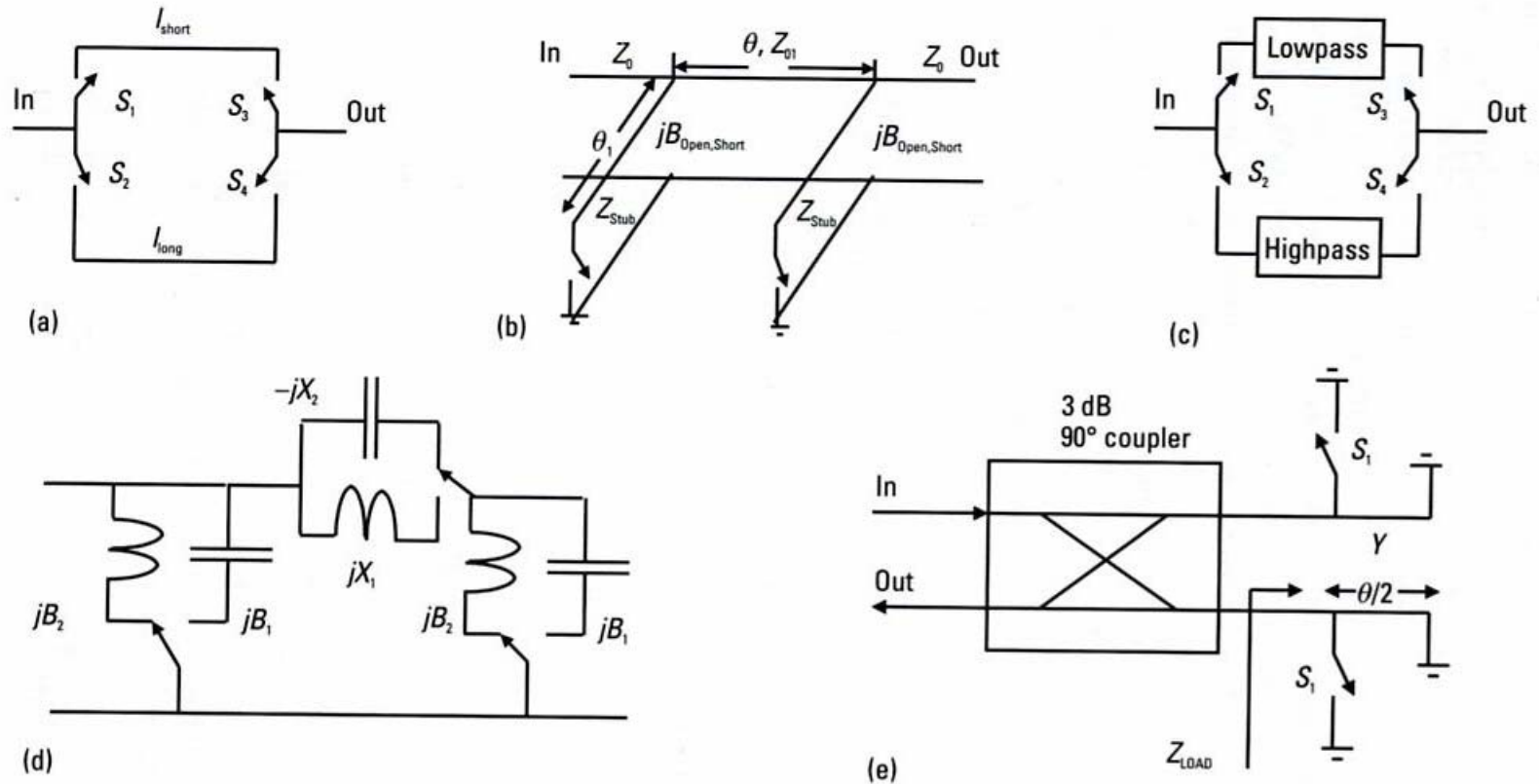


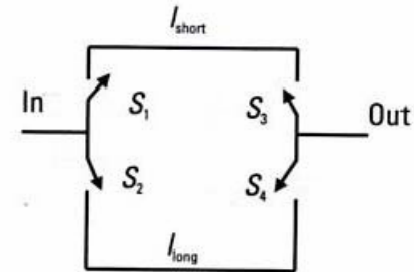
Figure 5.2 Schematic of 1-bit digital phase shifters: (a) switched line, (b) loaded line, (c) switched lowpass-/highpass-filter concept, (d) switched lowpass-/highpass-filter LC implementation, and (e) reflection. Y is the characteristic admittance of the short-terminated line of length $\theta/2$.

Digitale faseskiftere, forts.

- **Svitsjet linje**

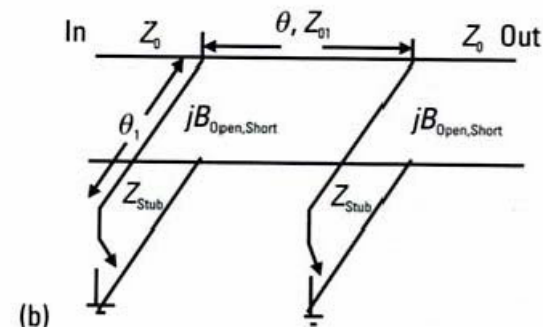
- Single-pole double throw (SPDT)
- Differensielt faseskift er gitt av

$$\Delta\varphi = \beta(l_{long} - l_{short})$$



- **”Loaded line”**

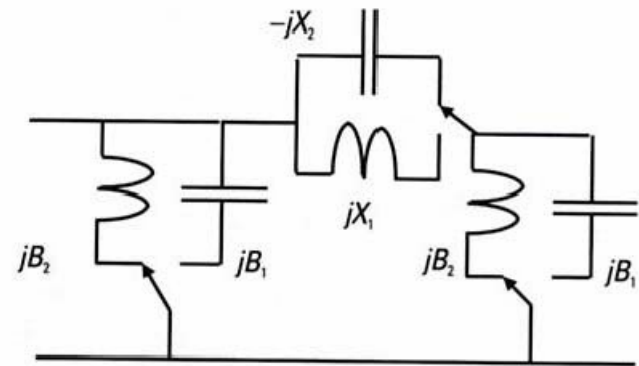
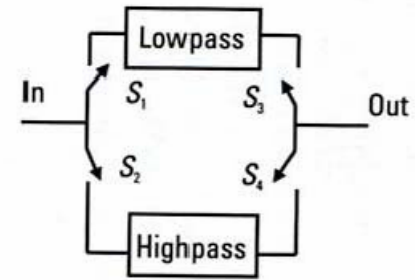
- Svitsjbare stubber introduseres
 - Gir bidrag til faseskiftet
- Hver stubb er terminert i svitsjer som kan gi forbindelse til jord eller ikke
 - Faseskiftet blir avhengig av forbindelse til jord eller ikke



Digitale faseskiftere, forts.

- **Svitsjet LP/HP –filter**

- Benytte duale ”lumped” LC-nettverk
- Kan velge mellom 2 nettverk som har hver sine fase-delay
 - LP = phase delay
 - HP = phase advance
 - Input/output impedans kan velges til Z_0
- Faseskiftet mellom de to tilstandene kan beregnes
- Kompakt realisering er mulig

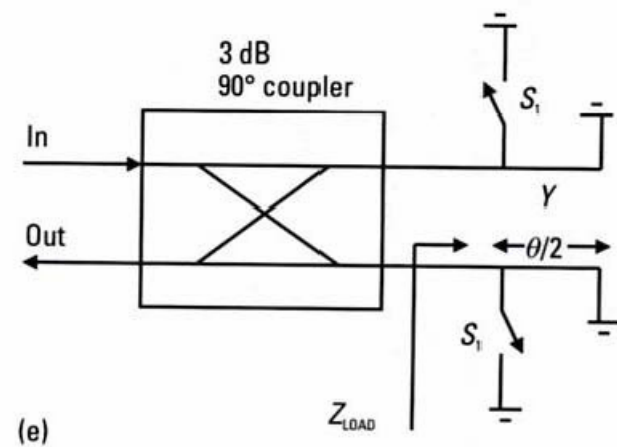


Refleksjonstype faseskiftere

- Utgangsport er terminert i kortsluttede transmisjonslinjer med elektrisk lengde

$$\Delta\phi/2$$

- Ved et par av innkoblede MEMS svitsjer: *Det oppstår en kortsluttet terminering som vil reflektere signalet med et kortere delay enn det som ville vært tilfellet hvis signalet hadde forplantet seg videre*
- Termineringen er lik og linjen er balansert
- En spesiell "Lange kobler" benyttes
 - Signalene reflekteres og adderes i fase, sendes til koblerens utgang ("short circuit termination")



Refleksjonstype faseskiftere, N-bit

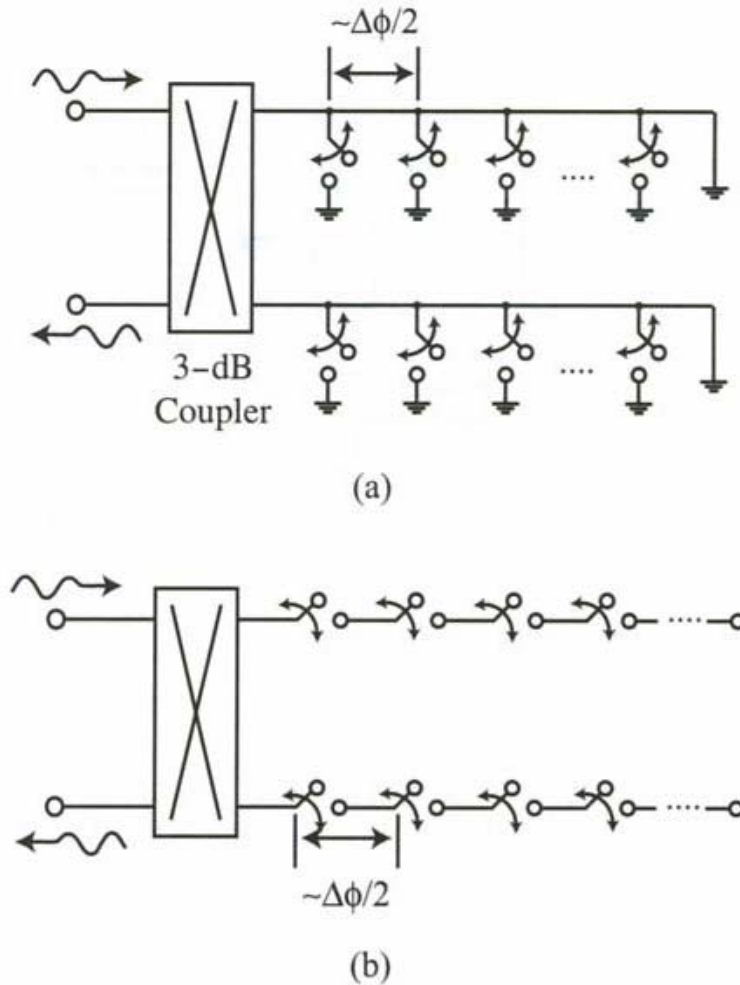
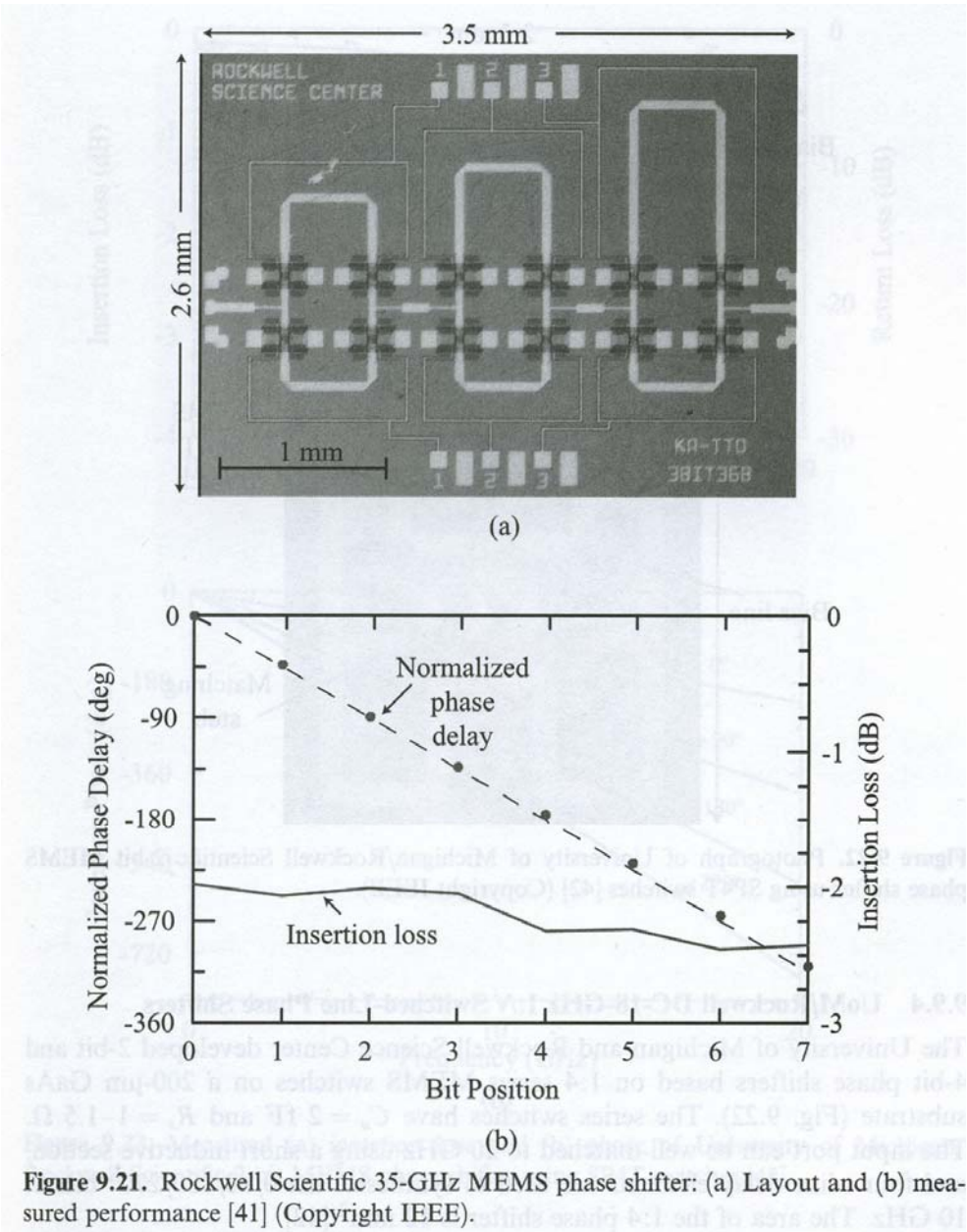


Figure 9.1. A reflect-line N -bit phase shifter using (a) shunt and (b) series switches.

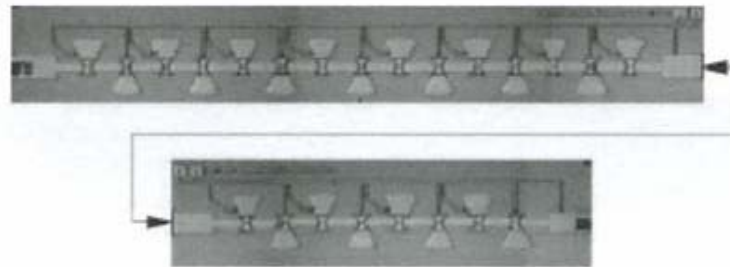
Refleksjonstype faseskiftere, forts.

- Egenskaper
 - Elektrisk separasjon mellom svitsjene er halvparten av den laveste bit-oppløsningen
 - Refleksjonstype faseskiftere har **små dimensjoner**
 - Gir dobbelt fase-delay pr. enhetslengde sammenlignet med svitsjet linje -topologi

Rockwells 35 GHz MEMS fasekifter

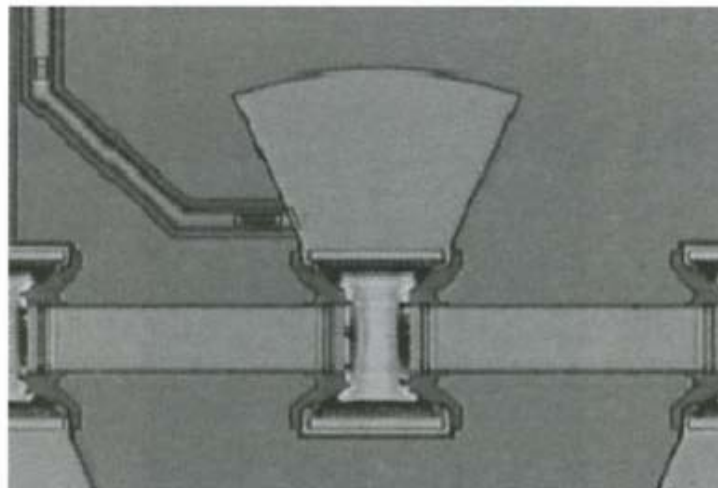


2 bit distribuert faseskifter



(a)

Velg øverste
og/eller nederste
seksjon



(b)

Hver seksjon realisert
som shunt kapasitiv
linje

Figure 6.8 Photograph of (a) the two-bit 180° phase shifter on top and 90° on the bottom; (b) single MEMS section. Reproduced from J.S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C.L. Goldsmith and G.M. Rebeiz, 2001, '2 and 4-Bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters', in *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, IEEE, Washington, DC: 219–222, by permission of IEEE, © 2001 IEEE

Digitale MEMS faseskiftere

- **Basert på MEMS svitsjer**
- MEMS **svitsjer** har høy ytelse
 - Neglisjerbar effekt for aktivering
 - Neglisjerbart effekt-forbruk i "standby"
 - Lavt "insertion loss"
 - Høy isolasjon
 - Begrenset hastighet, 1 – 30 μs
 - Dette trenger ikke være kritisk

Dagens forelesning

- Faseskiftere
 - Funksjon
 - Anvendelse
 - Teknologi
 - Analoge faseskiftere
 - Digitale faseskiftere
- Mekaniske resonatorer
 - Grunnleggende prinsipper
 - **Virkemåte** for sentrale resonator-strukturer

Mekaniske resonatorer

- Grunnleggende **prinsipper**
- Ulike typer resonatorer
- Typiske egenskaper

- **Virkemåte** for
 - Kam-resonator
 - Dobbeltinnspent bjelke (c-c beam resonator)
 - "free-free beam" resonator

Grunnleggende prinsipper

- Enkelt svingende mekanisk system: **masse/fjær med damping**
 - Amplitude øker når $f \rightarrow f_r$
 - Kraftige svingninger i nærheten av naturlig svingemodi (udempet resonans-frekvens)
 - Begrenses av damping
 - Elektriske ekvivalenter, 2 typer: serie eller parallell kombinasjon av C, L + R (liten)
 - Resonans når begge reaktansleddene er motsatt like store (opphever hverandre)
 - Kan beregne resonans-frekvens utifra s-polynom for svingekretsen

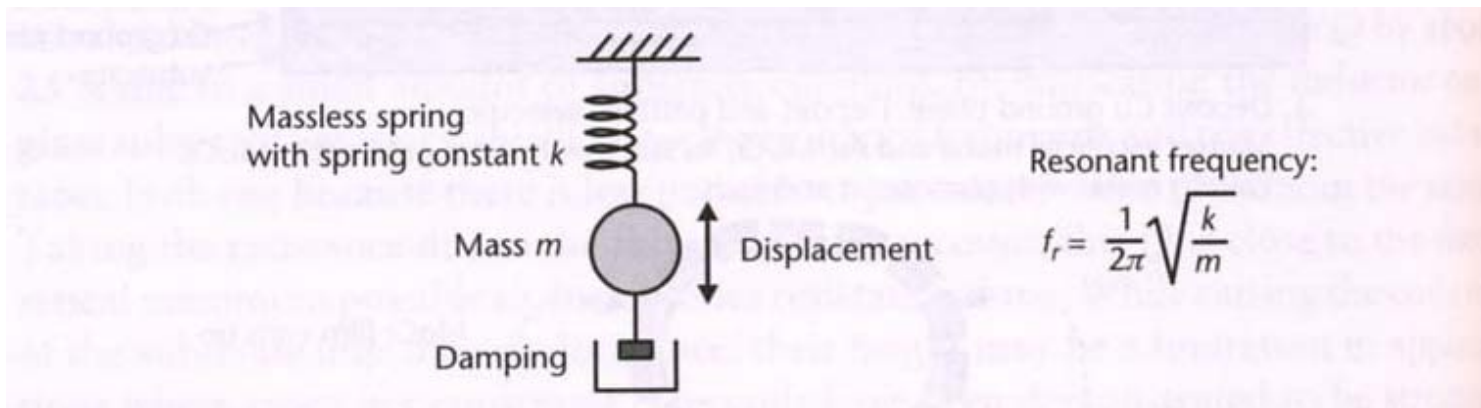
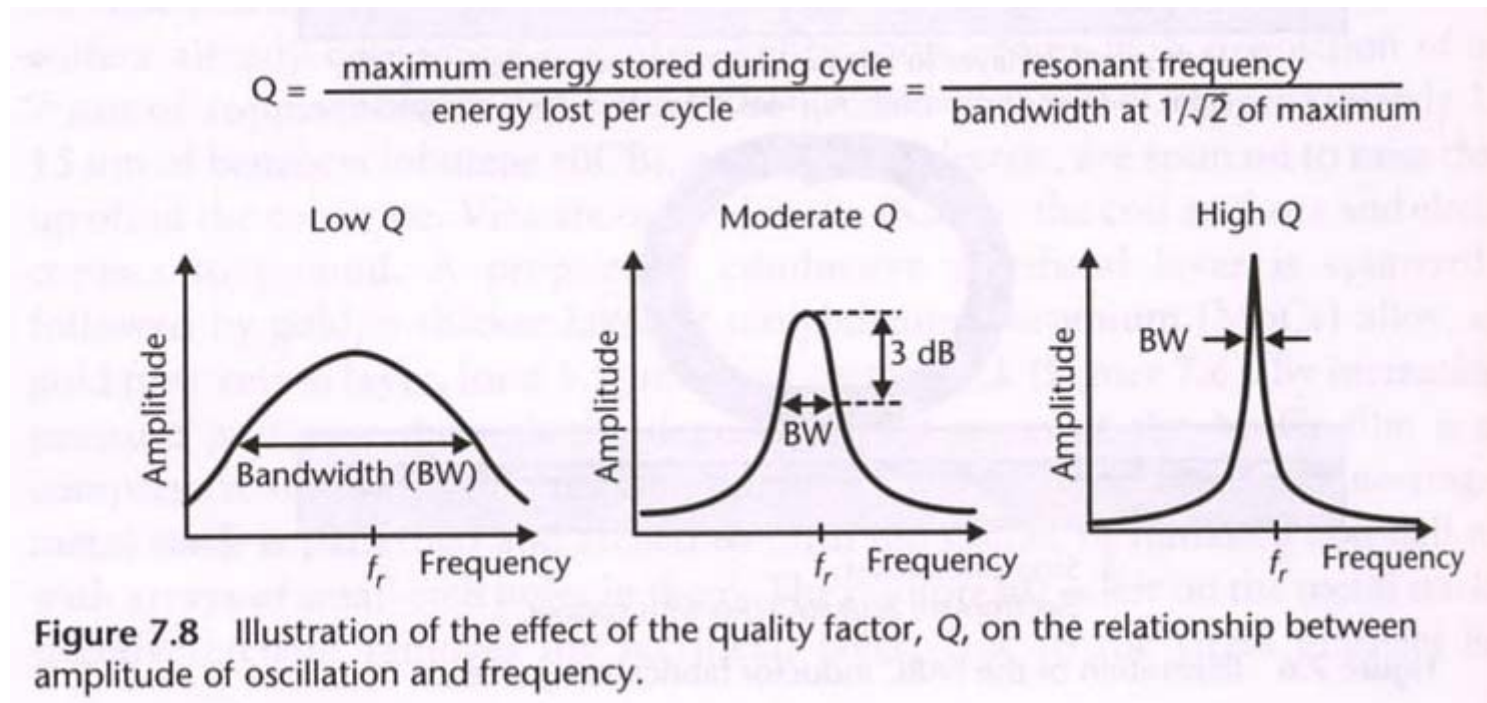


Figure 7.7 Illustration of a mechanical oscillator consisting of a spring, a mass, and a damping element that represents mechanical losses. When driven at its natural (resonant) frequency, the amplitude of the oscillation is greatest; at lower and higher frequencies, the amplitude is smaller.

Q-faktor i svingekretser

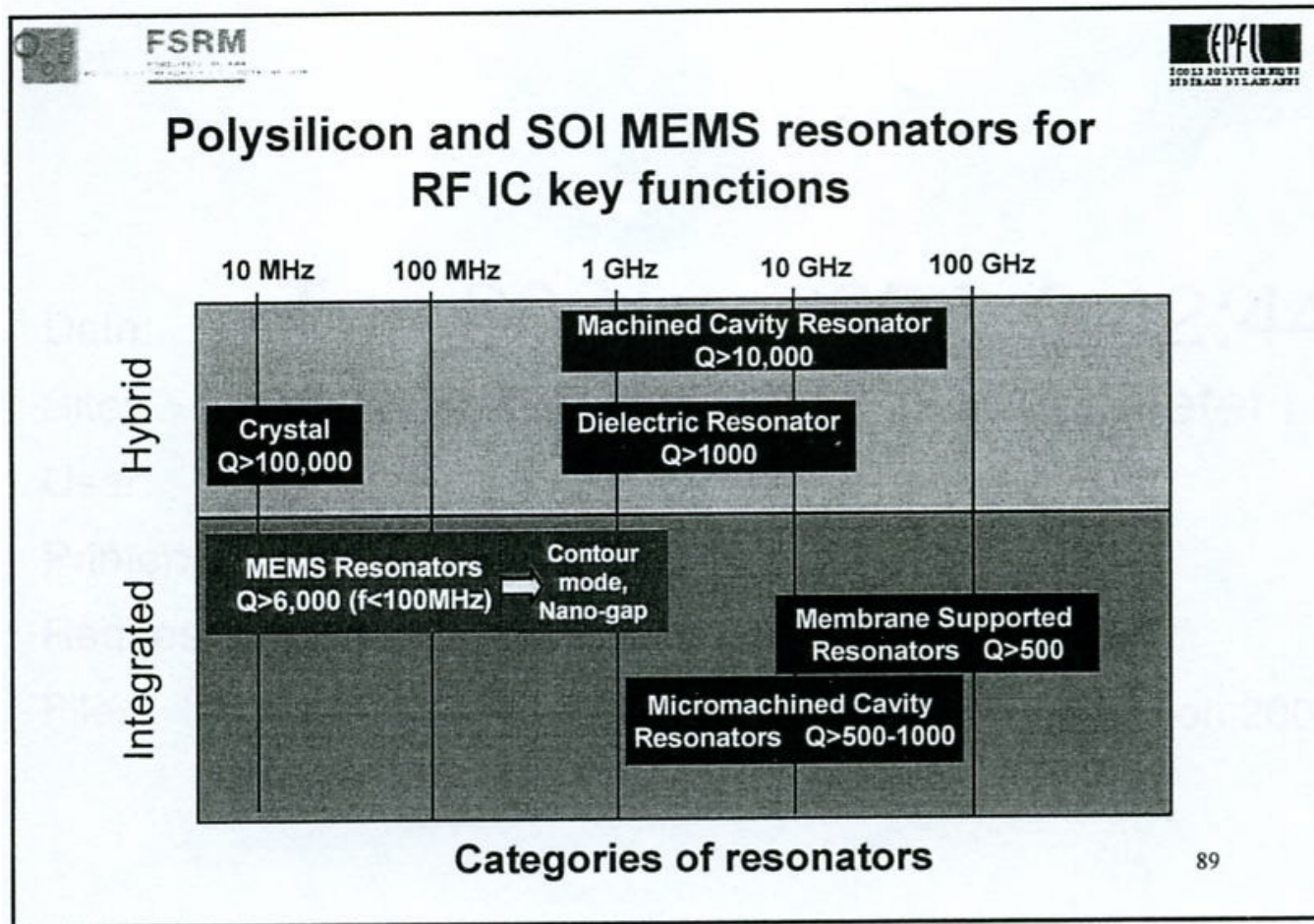
- Q-faktor begrenses av resistivt tap
- Høy Q gir stor respons ("displacement") ved resonansfrekvensen
 - Høyere "peak", smalere båndbredde



Dagens situasjon

- **Kvarts-krystaller** benyttes i stor utstrekning
 - $Q \rightarrow 10,000$
- RCL-resonatorer
 - $Q < 1,000$
 - Resistive, parasitt-tap

Ulike typer resonatorer



Ionescu, EPFL

→ Vi konsentrerer oss om ekte vibrerende resonatorer!

Typiske egenskaper

- Vibrerende resonatorer trekker fordel av **skalering** ned til mikroskala
 - Analogt med IC-teknologi
- Reduserte dimensjoner gir reduksjon i masse og økning i fjærstivhet → **økt resonans-frekvens**
- Vibrerende MEMS resonatorer kan gi **høy Q-faktor**
 - Redusert "insertion loss" (BP-filtre)
 - Grunner til **Q degradering for MEMS**
 - **Energitap til substratet gjennom "ankere"**
 - **Luft/gass-demping av bjelken**
 - **Indre friksjon**
 - **Små dimensjoner (lite energi lagret sml med tapet)**

Typiske egenskaper, forts.

- MEMS resonatorer kan benyttes i sentrale kretsfunksjoner
 - Frekvens-referanse: oscillator
 - Kan realiseres uten tillegg av diskrete passive komponenter!
 - Aktuelle frekvenser for MEMS resonatorer
 - 0.8 – 2.5 GHz for front-end trådløse systemer
 - 500 kHz → for mellomfrekvens
 - Filtrering
 - Miksing og filtrering ("mixlers", Nguyen)
- MEMS resonatorer med høy Q over et bredt frekvensområde og integrert med elektronikk muliggjør en effektiv **miniaturisering av komplette systemer!**

Vibrerende MEMS resonatorer

- Klassifikasjon (De Los Santos)
 - **En-port:** samme elektrode for å eksitere og detektere bevegelse i en bjelke (struktur)
 - **To-port:** separate elektroder for å eksitere og detektere den mekaniske vibrasjonen

Lateral og vertikal bevegelse

- Lateral (sideveis) bevegelse
 - Parallelt med substratet
 - Eks.: Foldet beam **kam-struktur**
- Vertikal bevegelse
 - Loddrett på substratet
 - Eks.: Clamped-clamped beam (**c-c beam**)
 - "Dobbeltinnspent bjelke"
 - "**free-free beam**" (f-f beam)

Virkemåte for sentrale resonator-strukturer

- Resonator ved **foldet beam kam-struktur**
 - Utviklet ved UoC, Berkeley
 - Av de tidligste resonator designs som ble produsert
- Kam-strukturen er generelt brukt i mange ulike MEMS systemer
 - For eksempel benyttet i **aksellerometer, gyro,** variabel **kapasitans**

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 i takt med spenningen

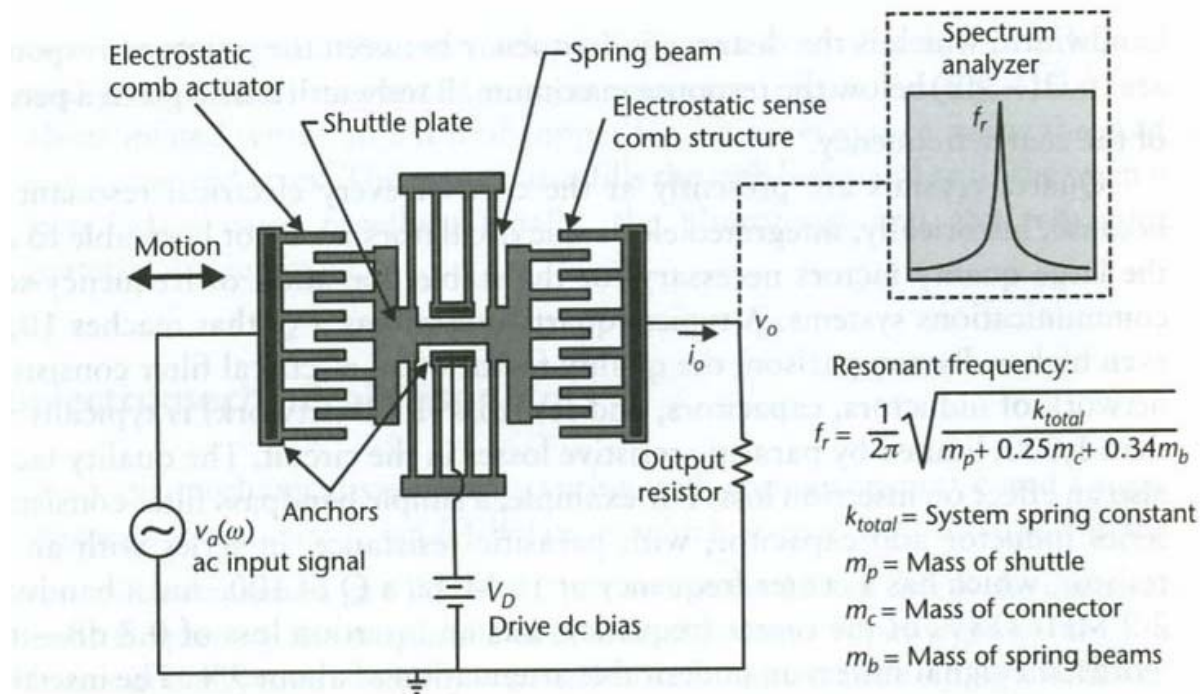


Figure 7.9 Illustration of a micromachined folded-beam comb-drive resonator. The left comb drive actuates the device at a variable frequency ω . The right capacitive-sense-comb structure measures the corresponding displacement by turning the varying capacitance into a current, which generates a voltage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

Kam-resonator, oppsummering

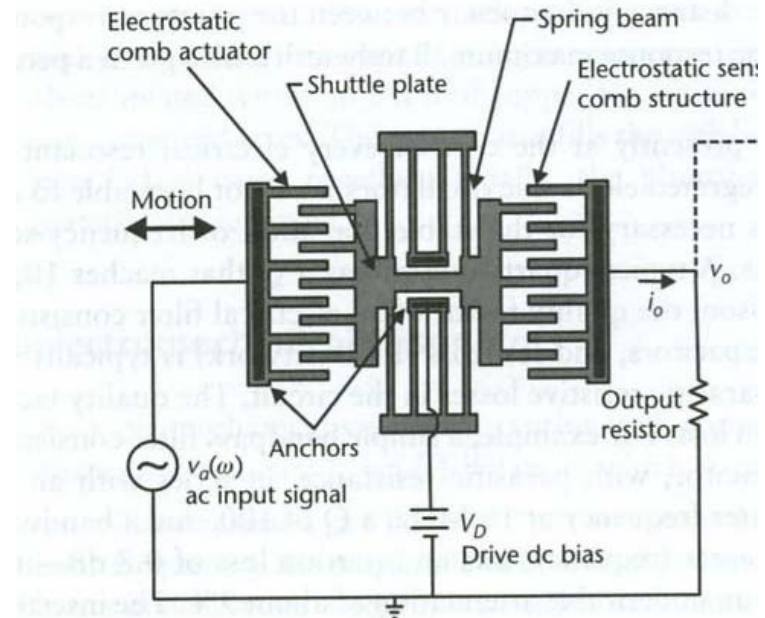
- Oppsummering fra modelleringen:
- Kraft: $F_e = \frac{1}{2} \frac{dC}{dx} V^2$ (kraften er alltid tiltrekkende)
 - Inngangs-signal $V_a \cdot \cos(\omega t)$
 - $F_e \sim V_a^2 \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$
 - Kraften som driver er 2x inngangs-frekvensen + DC: UØNSKET
- Legge til DC forspenning, V_d
 - $F_e \sim V_d^2 + 2 V_d \cdot V_a \cdot \cos \omega t$ + neglisjerbart ledd av $(2\omega t)$
 - Vektlegger linearisert AC kraft-komponent $\sim V_d \cdot V_a$, som varierer med V_a sin frekvens, ω
- C øker når finger-overlappingen øker (kam beveges)
 - $\epsilon \cdot A/d$ (A = kam-tykkelse * overlapps-lengde)
- dC/dx = konstant for et gitt design (lineær forandring, C er proporsjonal med lengde-variasjon)

Kam-resonator, utgangsstrøm

- Det dannes en tidsvarierende kapasitans ved utgangs-kammen
 - Beregning av utgangsstrøm når V_d holdes konstant og verdien av C varierer
 - $I_0 = d/dt (Q) = d/dt (C \cdot V) = V_d \cdot dC/dt = V_d \cdot dC/dx \cdot dx/dt$
 - $I_0 = V_d \cdot dC/dx \cdot \omega \cdot x_{\max}$
 - I_0 plottet mot frekvens, viser BP-karakteristikk
 - **Detaljert modellering i neste forelesning!**

Kam-resonator, fjærstivhet

- Fjærstivhet til enkel c-c beam som bøyes til siden
 - $k_{\text{beam}} = 4 \cdot \frac{1}{4} \cdot E \cdot t \cdot (w/L)^3$
 - E = Youngs modul, t = tykkelse, w = bredde, L = lengde
 - dvs. 4 foldede = $4 \cdot \frac{1}{4}$ for hver cantilever
- I figuren er $k_{\text{total}} = 2 \cdot k_{\text{beam}}$



Kam-resonator, masse

- m-bidrag til resonans-frekvensen
 - Fjæra beveger seg mindre enn shuttle massen
 - Bare en del av beam-massen legges til shuttle massen

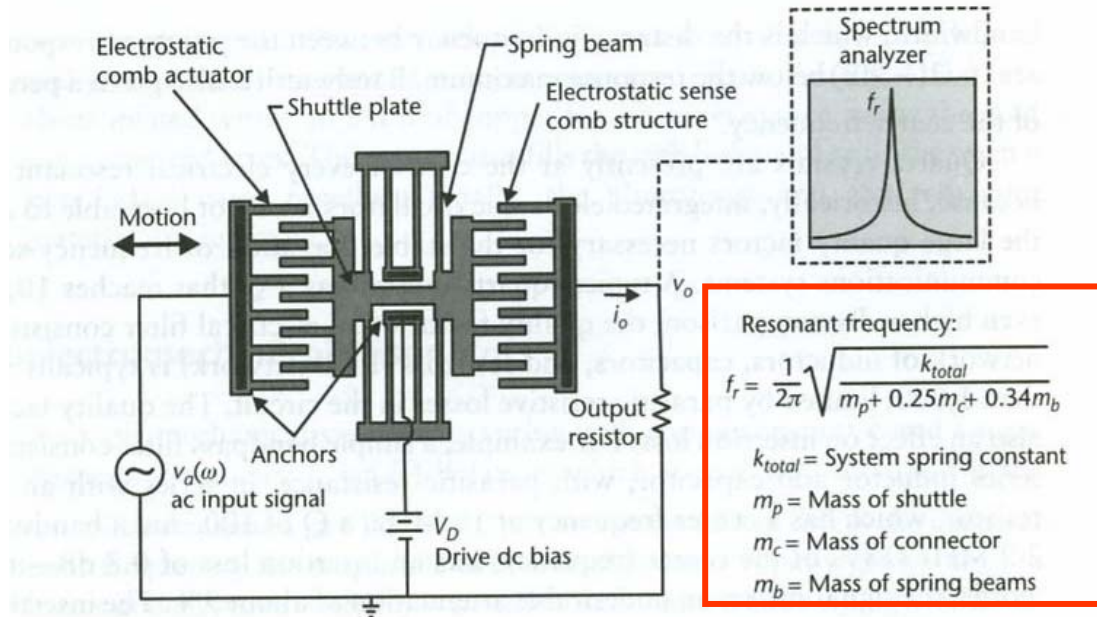


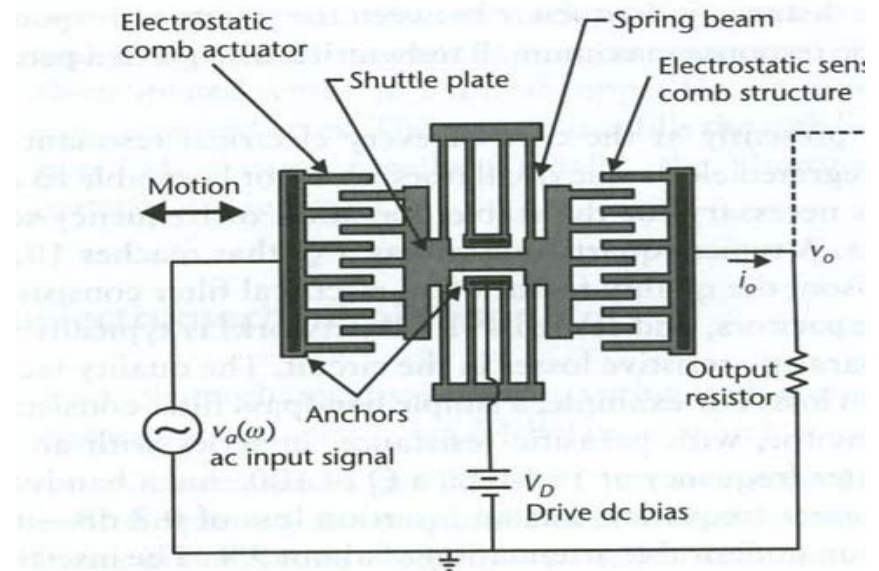
Figure 7.9 Illustration of a micromachined folded-beam comb-drive resonator. The left comb drive actuates the device at a variable frequency ω . The right capacitive-sense-comb structure measures the corresponding displacement by turning the varying capacitance into a current, which generates a voltage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

Noen tallverdier

- Standard SMM prosess ("surface-m-m")
- Resonator laget av **poly**
 - $t = 2\mu\text{m}$, $w = 2\mu\text{m}$, $L = 185\mu\text{m}$
 - $k = 0.65\text{ N/m}$, $m = 5.7 \cdot 10 \exp(-11)\text{ kg}$
 - $f_r = 17\text{ kHz}$

 - $L = 33\mu\text{m} \rightarrow f_r = 300\text{ kHz}$
 - $Q = 50,000$ i vakuum, $Q = 50$ i atmosfæretrykk

 - $L = 10\mu\text{m}$, $w = 0.2\mu\text{m}$, enkrystall Si-bjelke
 - $f_r = 14\text{ MHz}$



Tilbakekobling: → oscillator

- 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

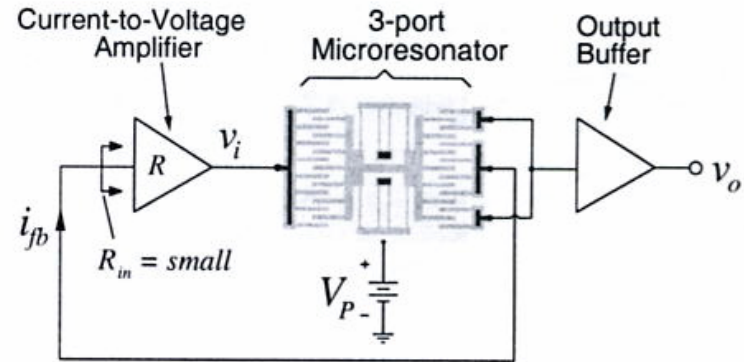


Fig. 8: System level schematic for the μ resonator oscillator.

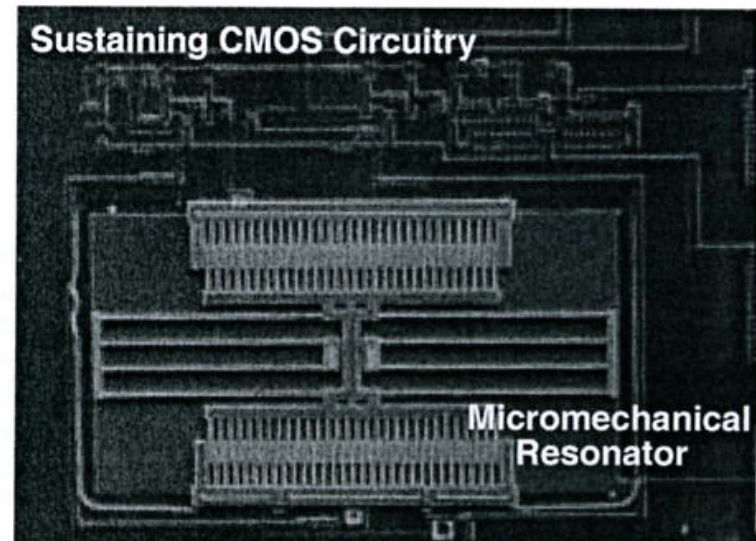


Fig. 9: SEM of a fully monolithic high- Q CMOS micromechanical resonator oscillator.

Mikroresonator oscillator

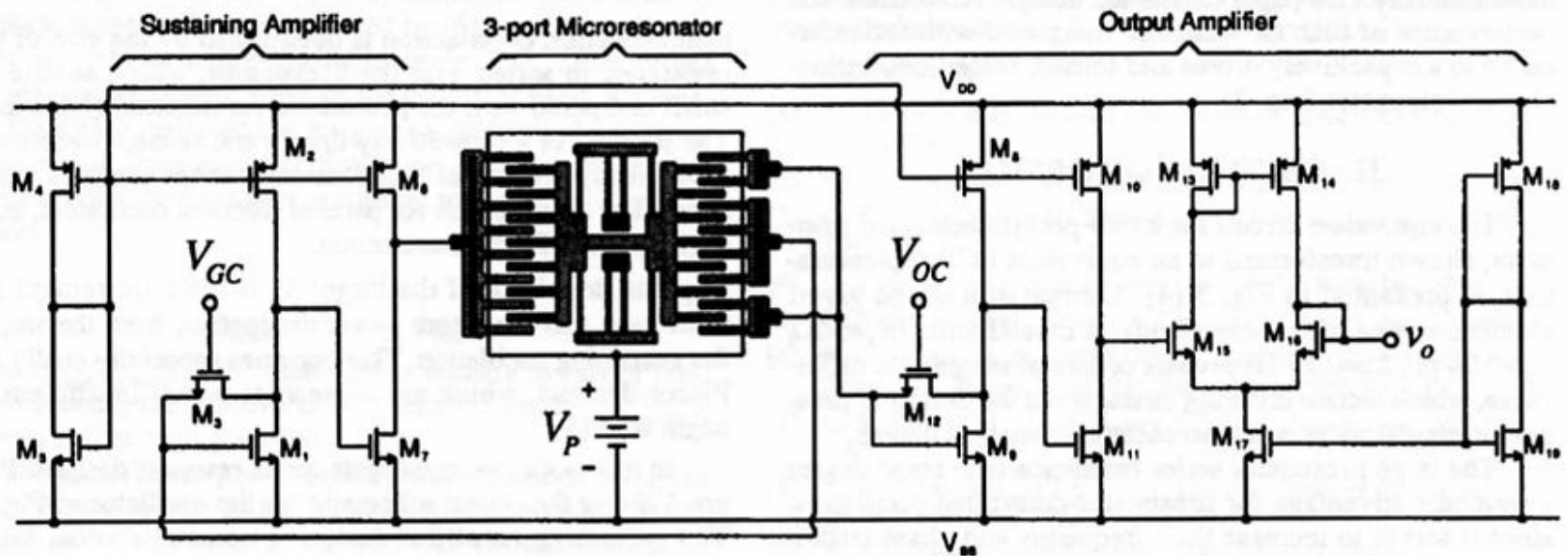


Fig. 4: Circuit schematic for the μ resonator oscillator.

Design-parametre for kam-struktur

- For å oppnå høyere resonans-frekvens
 - Total **fjærstivhet** må økes
 - Eller **bevegelses-massen** må avta
 - Vanskelig, siden en trenger et gitt antall fingre for den elektrostatiske aktiveringen
 - k og m avhenger av materialvalg, utlegg, dimensjoner
- E/ρ sier noe om fjærstivheten i forhold til tyngden
 - Frekvens kan økes ved å bruke et materiale med større E/ρ enn Si
 - Aluminium og titan har E/ρ lavere enn for Si
 - Si carbide, poly diamond har E/ρ høyere enn for Si (poly diamond er et aktuelt forskningstema)
- **Bruk av andre hovedstrukturer →**

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 kvarts-krystaller i mobil-telefoner
- Fordeler ved beam-resonatorer
 - Enkel struktur
 - Mindre dimensjoner, mindre masse → høyere resonansfrekvens
 - Kan ha mange frekvens-referanser på en enkel chip
 - Mer lineær frekvensvariasjon mhp temp over et større område
 - Mulighet for integrering med elektronikk → redusere kostnader

Clamped-clamped beam

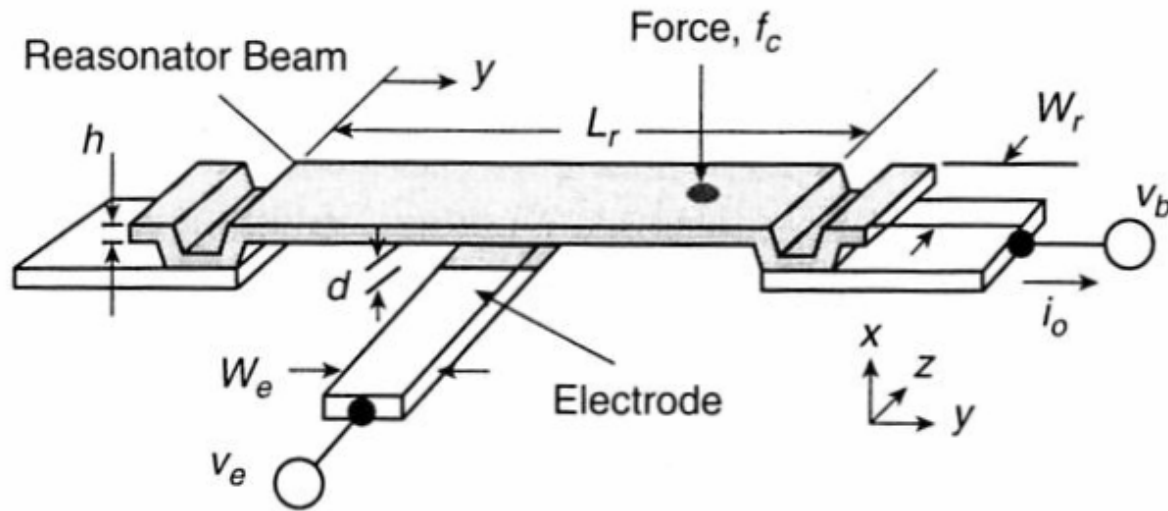


Figure 12.4. Perspective-view schematic of a clamped-clamped beam μ mechanical resonator in a general bias and excitation configuration.

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

ρ = Density

t = Beam thickness

L = Beam length

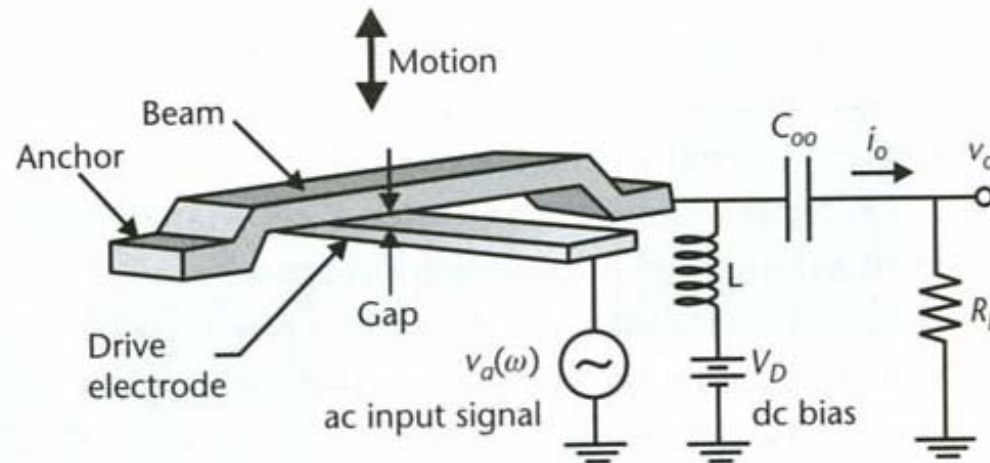


Figure 7.10 Illustration of a beam resonator and a typical circuit to measure the signal. The beam is clamped on both ends by anchors to the substrate. The capacitance between the resonant beam and the drive electrode varies with the deflection.

Beam-resonator, forts.

- Deteksjon av utgangssignal
 - Mekaniske vibrasjoner fører til at strukturen får en tids-varierende kapasitans med konstant spenning, V_p , på bjelken
 - $Q = V_p * C$ vil da variere
 - Det genereres en "displacement"-strøm som flyter gjennom enheten
 - $i_0 \sim dC/dx * dx/dt$
 - I_0 versus frekvens viser BP-karakteristikk
 - $Q \sim 10,000$ i vakuum

Eks. på parametre, frekvens, Q-faktor

- Poly beam
 - $l = 41 \mu\text{m}$, $w = 8 \mu\text{m}$, $t = 1.9 \mu\text{m}$
 - $g = 130 \text{ nm}$, $V_d = 10 \text{ V}$, $v_a = 3 \text{ mV}$
 - $f_r = 8.5 \text{ MHz}$
 - Defleksjons-amplitude = 4.9 nm ved beam-senter
 - $Q = 8,000$ ved 9 Pa
 - $Q < 1,000$ ved atmosfæretrykk
 - **Reduksjon i Q ved atmosfæretrykk!**
- c-c beam kan brukes til referanse-oscillator eller HF/VHF filter/mikser

Tap i c-c-beam

- c-c-beam har tap gjennom ankerfestene
- **Stivheten** til en gitt resonator-bjelke vil måtte øke i takt med økende resonans-frekvens
 - Mer energi pr sykel går inn i substratet **via ankere**
 - → Q-faktoren går ned når frekvensen øker
- c-c-beam er ikke den beste strukturen ved de høyeste frekvensområdene!
 - Eks. $Q = 8,000$ ved 10 MHz, $Q = 300$ ved 70 MHz
- **”free-free beam” kan brukes for å minske tapet gjennom ankerene til substratet!**

”free-free-beam”

- 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
 - Dette er gunstig når det gjelder tap til substratet gjennom ankerfestene

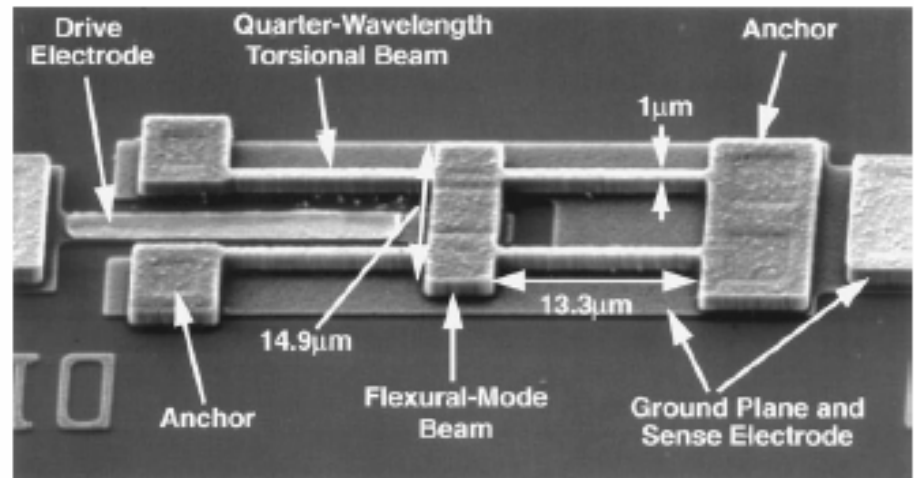


Fig. 29. SEM of free-free beam virtually levitated micromechanical resonator with relevant dimensions for $f_0 = 71$ MHz.

Nguyen, 1999

”free-free-beam”

- Høyere Q kan oppnås med f-f-beam
 - Eks. $Q = 20,000$ ved 10 – 200 MHz
 - Anvendes i referanse-oscillatorer, HF/VHF-filtre/miksere

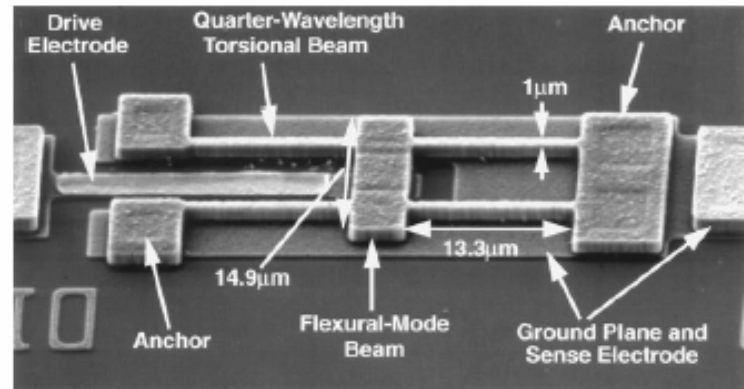


Fig. 29. SEM of free-free beam virtually levitated micromechanical resonator with relevant dimensions for $f_0 = 71$ MHz.

Andre strukturer, **vibrerende disk**, i en senere forelesning