

RF MEMS

Roar Midtflå

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2007

Hovedveileder: Tor A Fjeldly, IET

Biveileder(e): Knut Nygård, Oslo University College

Oppgavetekst

Innen NFR-prosjektet SMIDA arbeider vi bl.a. med utvikling og anvendelse av såkalt RF-MEMS (Radiofrekvens mikro-elektromekaniske-systemer) for bruk i RF integrerte kretser. Aktuelle MEMS komponenter

er disk-resonatorer og filtre for bruk i signalprosessering basert på wavelet-teknologi. I denne oppgaven er det aktuelt å studere virkemåte, teknologi, modellering og design av slike komponenter ved bruk av programvaren Coventorware.

Konkrete prosjekter:

- 1) Studere egenskaper til disk-resonatorer, enkeltvis og som koblede strukturer
- 2) Studere kretser for kontinuerlig signalprosessering basert på wavelet-teknologi.

Arbeidet utføres ved UniK/NTNU, Kjeller.

Oppgaven gitt: 15. januar 2007

Hovedveileder: Tor A Fjeldly, IET

Sammendrag

Fagområdet RF MEMS er i rask utvikling og det finnes et utall forskjellige patenter innen dette området. Denne oppgaven fokuserer på en type nemlig radial contour mode diskresonator med sikte på å bruke den i SMiDA prosjektet

Mer spesifikt går oppgaven ut på å teste forskjellige diskparametre for å finne ut hvilken som er best egnet. Noe konkret svar på dette finnes ikke, men det kan være interessant å bruke 2.mode til en disk på $16\mu\text{m}$ eller 3.mode til en disk på $20\mu\text{m}$. En fant også frem til et spesielt design som gav veldig høy radiell amplitude i 1.mode.

Forord

Denne oppgaven gir rom for å gjøre bruk av programvare, der en finner frem til en egnet modell ved å simulere forskjellige parameterverdier og undersøke disse nærmere. Deretter prøve ut et nytt design i egnet program. Det ble her ganske tidlig fokusert på den første delen av oppgaven som skulle sørge for å finne frem til egnede modellparametere til bruk i det medisinske avbildningssystemet SMiDA. Det ble, i arbeidet med denne oppgaven, en del problemer underveis i simuleringen der en fikk resultater som var meningsløse i den forstand at det ikke var noen sammenheng i de. Etter flere runder med tips og råd fra forskjellig hold kom man frem til resultatene i denne rapporten. Det at simuleringen drøyde ut i tid gjorde sitt til at man ikke rakk å prøve ut den ønskede modellen i Coventor. Det er i stedet fokusert grundigere på å prøve ut forskjellige parametre og sette disse i system. Dette skjedde i samråd med faglærer.

Undertegnede må først og fremst takke faglærer for denne masteroppgaven, Tor A. Fjeldly, for å ha presentert fagområdet RF MEMS som er et veldig spennende felt i rask utvikling. Må også takke han for å ha gjort det mulig å ta denne oppgaven og for gode ideer og innspill underveis. Må også takke veileder i oppgaven, Knut Harald Nygård, som viste hvordan simuleringen skulle gjøres, for den ferdig tegnede modellen som er brukt her i oppgaven og for at han var behjelpelig med å svare på spørsmål underveis. Takker også Christopher Grinde for gode tips til simuleringen.

Innhold

1	Introduksjon	1
1.1	SMiDA prosjektet	1
1.2	MEMS	3
1.3	RF MEMS	5
1.4	Q-faktor	6
1.5	Materialer for MEMS	8
1.6	Mikromaskinering	10
1.7	Pakking av MEMS	10
1.8	Oversikt over de videre kapitlene	12
2	Resonatorer	13
2.1	Resonatortyper	13
2.1.1	Clamped-clamped bjelkeresonator	13
2.1.2	Comb-Drive resonator	15
2.1.3	Diskresonator	16
2.2	Diskresonatorteori	18
2.2.1	Frekvens	19
2.2.2	Mekanisk ekvivalent modell	21
2.2.3	Elektrisk ekvivalent krets	22
3	Om simuleringen	24
3.1	COMSOL Multiphysics	24
3.2	Hvordan simuleringen gjennomføres	25
3.3	Simuleringsmodellen	25
3.4	Teoretiske frekvensverdier	29
4	Simuleringsresultater	30
4.1	Simulert frekvens	30
4.2	Oppnådd Q-faktor	31
4.3	Oppsummering	34
5	Diskusjon	37
6	Konklusjon	39
7	Referanser	40
8	Vedlegg	42
A-1.1	Produksjon av MEMS	42
	Polysilisium overflate mikromaskinering	42
	Kombinasjon av silisium fusjonsbonding og RIE	42
	Dyp reaktiv ioneets av silisium på isolator wafere	42
	Singel krystall reaktiv etsing og metallisering (SCREAM)	43
B-1.1	Plott av radiell amplitude	43

Figurer

Figur 1: Plassering av følere på kateteret, a) fra siden, b) fra toppen [3].....	2
Figur 2: Kateteret med CMUT-nettverk [6]	3
Figur 3: Båndbredde ved forskjellige Q-verdier	6
Figur 4: Effektspektraltetthet	7
Figur 5: Forholdet $\sqrt{E/\rho}$ for noen materialer	9
Figur 6: c-c bjelkeresonator [4].....	14
Figur 7: Comb drive resonator [4].....	15
Figur 8: Radial contour mode disk resonator [8]	17
Figur 9: Plott av frekvens mot diskdiameter [8]	20
Figur 10: Contour plott av disken som vibrerer [8]	20
Figur 11: Ekvivalent mekanisk modell	21
Figur 12: El. ekvivalentkrets for diskresonatoren	22
Figur 13: De forskjellige trinnene ved modellering	24
Figur 14: Produksjonstrinn ved selvsentrerende stamme [2]	26
Figur 15: Den ferdig tegnede modellen.....	27
Figur 16: Parameterverdier for disken	28
Figur 17: Dempeleddet i bulk.....	29
Figur 18: Frekvensgraf av alle testede diskkombinasjoner	31
Figur 19: Graf over Q-verdiene ved simuleringen	32
Figur 20: 2. mode til 16 μ m disken som er 3,1 μ m tykk og har stammeradius på 0,5 μ m	36

Tabeller

Tabell 1: Variasjonen av pakkenødvendighetene til MEMS [5].....	12
Tabell 2: Teoretiske frekvensverdier.....	29
Tabell 3: Simulerte frekvensverdier	30
Tabell 4: Frekvensavvikene gitt i prosent	30
Tabell 5: Gjennomsnittlig Q-faktor	33
Tabell 6: De ordnede Q-faktorene med tilhørende parametere	33
Tabell 7: Oppsummering av simuleringen	34
Tabell 8: Verdier for 2.mode.....	36

1 Introduksjon

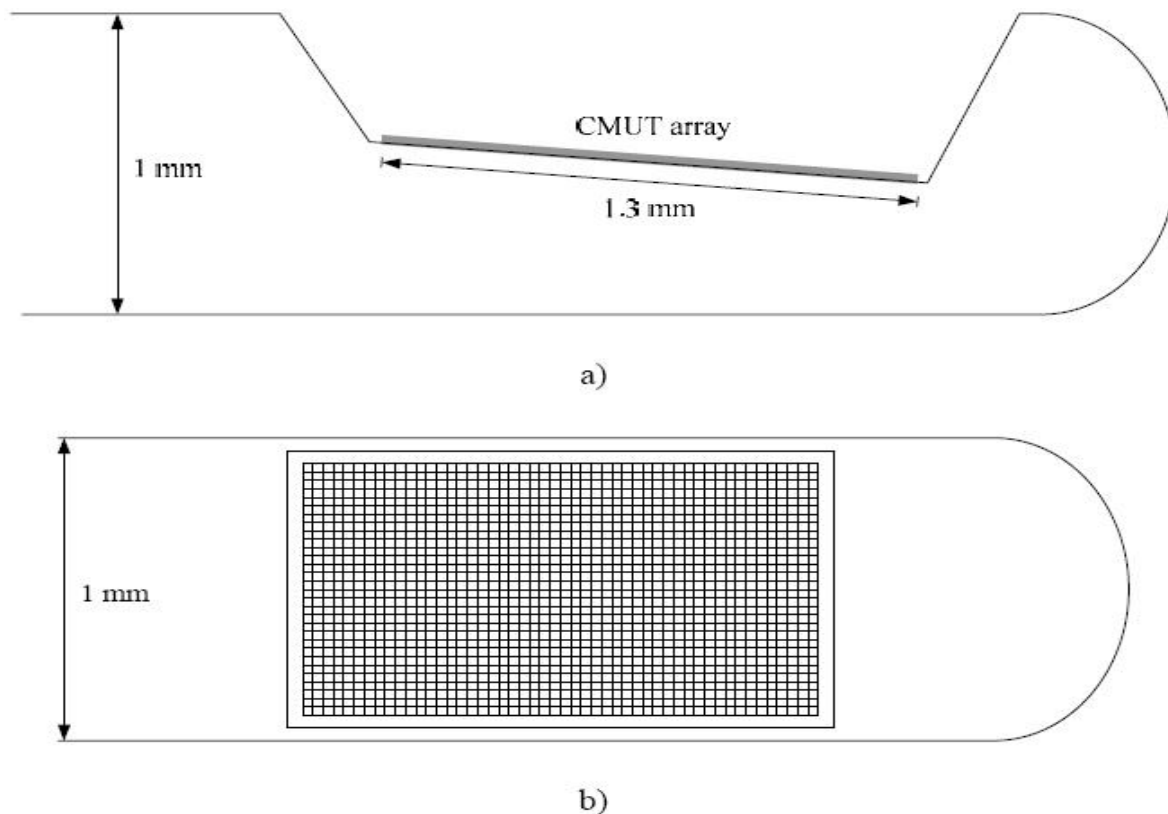
Et av de mest interessante teknologiske områdene de siste årene har vært MEMS-industrien. Her har det vært en rivende utvikling av forskjellige patenter og nye bruksområder. Noen av bruksområdene har den begynt å ta over fra IC industrien, der MEMS har bedre ytelse enn tradisjonell IC. For eksempel innen filter har MEMS en fordel fordi man i mye større grad kan bygge filteret slik man selv ønsker det. Også innen svitsjer og sensorer har MEMS enheter en framtid fordi de tar mindre plass og har lavere strømforbruk samtidig som man oppnår høyere kvalitetsfaktor (Q-faktor).

Et av de mest interessante områdene er innen trådløs kommunikasjon som ser ut til å bli viktigere og viktigere i dagens samfunn. Radiofrekvente (RF) MEMS enheter har greid å svare på den stadige økende etterspørselen etter stadige mindre og mindre trådløse enheter. En stor fordel for RF MEMS er at man har greid å integrere de med CMOS krets på samme chipen som betyr at de tar mye mindre plass enn om de var på separate chiper, som de var i begynnelsen.

Denne oppgaven vil dreie seg om en type RF MEMS som er aktuell i SMiDA – prosjektet som det gis en liten introduksjon av under. Mer konkret vil oppgaven gå ut på å se hvilke fysiske størrelser som er gunstig å bruke i produksjonen av diskresonatoren. Dette blir bestemt ved å simulere forskjellige størrelser av den for så å sammenligne disse.

1.1 SMiDA prosjektet

Det er antatt at mer enn 80 % av plutselige hjerteinfarkt skjer fordi plakk på innsiden av kransarterier blir brutt opp og fører til danningen av blodpropper som avsnører kransarterien og fører til infarkt [1]. I motsetning til stabilt plakk, som består av kalsium, er det ustabile plakk arteriosklerotisk og består av fattede lipider som er dekket av en tynn kappe av fiber, enkelt sagt fettavleiringer. Det at plakk er arteriosklerotisk betyr at veggen inne i blodåra blir hardere som følge av denne forkalkningen. Som navnet tilsier er det ustabile plakk mer ustabil og har mye lettere for å løsne enn det stabile plakk og således danne blodpropp. Ved vanlig angiografi er det mulig å finne disse avsnørte områdene i blodårene, og behandling blir bestemt ut fra alvorligheten til disse forkalkningene, med andre ord hvor langt de er kommet. Angiografi er for øvrig en billeddiagnostisk metode der man tar røntgen- eller MR-bilde for å fremstille innsiden av blodfylte strukturer [2]. Det vanlig angiografi ikke greier er å skille mellom stabilt og ustabil plakk, slik at det alltid vil være tilfeller av ustabil plakk som ikke er kommet så langt i utviklingen, som dermed ikke blir behandlet. Dette utgjør selvfølgelig en helseisiko for pasienten og metoder som blir utviklet for å skille mellom disse tilfellene vil alltid være velkommen. Det er nettopp dette som er bakgrunn for SMiDA (Smart Microsystems for Diagnostic Imaging in Medicine) prosjektet som ble startet opp av prof. Trond Ytterdal ved NTNU. Her er målet å lage et avbildningssystem som er i stand til å bestemme nøyaktig oppbygning av plakk, og som sekundær oppgave være i stand til å løse opp plakk ved å bruke den høye frekvensen som systemet vil kjøre på. Selve inngrepet vil også bli betydelig mindre for pasienten enn med systemet i dag.



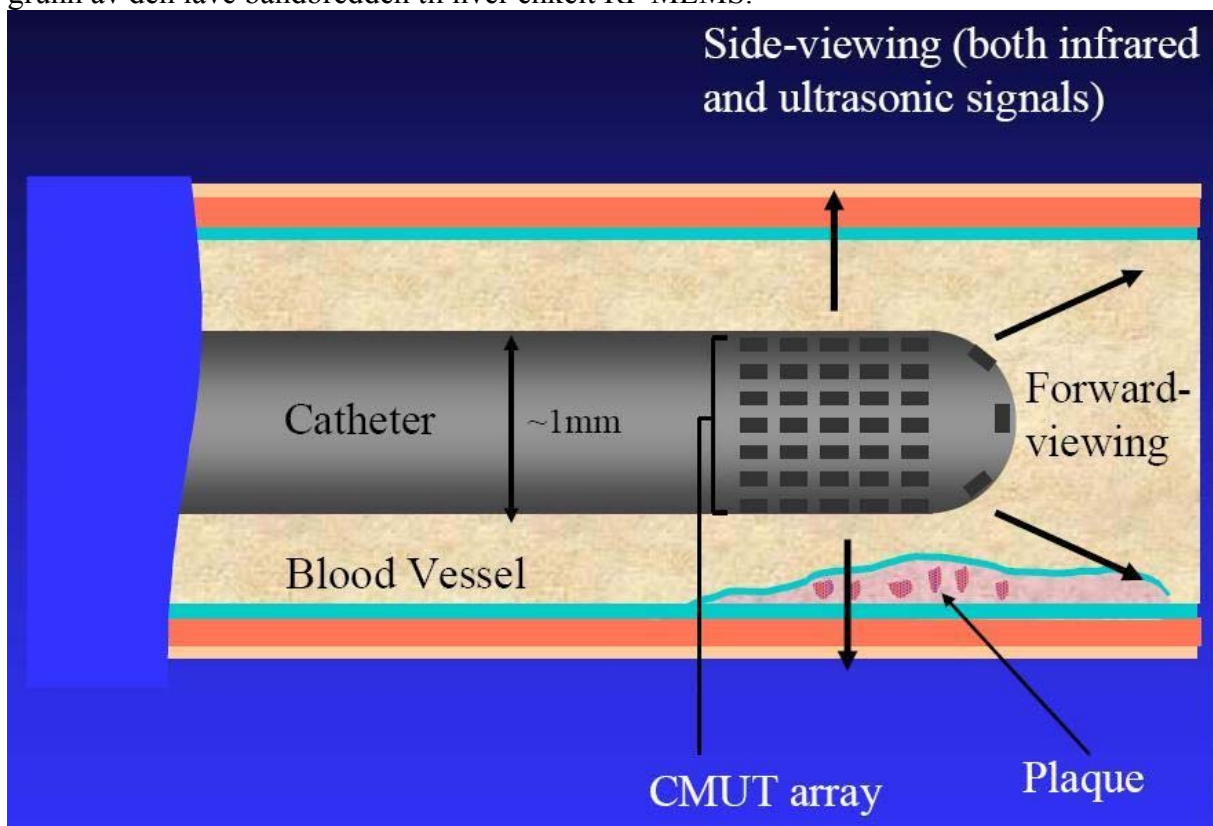
Figur 1: Plassering av følere på kateteret, a) fra siden, b) fra toppen [3]

I SMiDA prosjektet er målet at man skal danne 3D avbildning av kransarterier ved å bruke et kateter som har mange flere følere enn det som er på markedet i dag. Det er kun en føler som blir brukt i dag mot 64 som vil bli brukt i dette prosjektet. Følerne sitter på framenden av kateteret i en fordypning og er et nettverk av såkalte CMUT (se figur 1a). Som man kan se fra figur 1b er det veldig mange CMUT elementer (4 for hver rute) [3] og det er mange slike som utgjør en føler.

Kapasitive mikromaskinerte ultrasoniske transdusere (CMUT) er celler med en membran som nyttiggjør seg elektrostatiske tiltrekningskraft mellom membranen og en bakplate for å sende ut høyfrekvente bølger fra membranen ved en påtrykt AC-spenning [4]. Motsatt kan en innkommende høyfrekvent (ultrasonisk) bølge få membranen til å vibrere slik at endring i den elektrostatiske kraften kan måles. I praksis vil da følerne i enden på kateteret være i stand til å både sende ut høyfrekvente bølger mot plaket, og deretter ta i mot refleksjonene. Refleksjonene man får vil være bestemt av oppbygningen av plaket. Signalene som refleksjonene skaper i rutenettet gir mye informasjon som skal behandles raskt av en ekstern enhet. Hvis en brukte ledninger til denne signaloverføringen, ville det ta opp for mye plass i forhold til diameteren på blodåren en undersøker. Siden kateteret har et tverrsnitt på 1mm, så er det ønskelig at ingen deler av enheten overstiger dette, da dette også kan gi økt ubehag hos pasienten. Derfor har en basert seg på trådløs overføring, og det er her RF MEMS kommer inn i bildet. For at behandlingen av signalinformasjonen skal skje raskt er det ønskelig å bruke høy frekvens. Et problem er at enkelte frekvenser absorberes lett i kroppen, særlig høye, så en har funnet ut at det er gunstig med en frekvens mellom 1MHz og 1GHz for å unngå at man får mye absorpsjon i vevet [5]. Dermed må en bruke en frekvens som er litt lavere enn 1GHz for

å få maks ut av signalbehandlingen. Antakeligvis vil det være tilstrekkelig med en frekvens på 500MHz for dette prosjektet, så det er rundt denne verdien det vil bli simulert i denne oppgaven. Et annet problem er at hvis effektforbruket til oscillatorretsen er for høyt så vil blodet rundt kateteret begynne å koagulere som følge av varmeenergi. Dette hindrer blodgjennomstrømningen i pasientens blodåre og kan i verste fall føre til døden for pasienten. Av denne grunn er maksimalt effektforbruk satt til 100mW for denne enheten. Maksimal overført kraft vil være 0.4W i pulser på 50ns [3].

Det er også slik at signalinformasjonen fra CMUT-nettverk består av flere frekvenser som skal overføres. Det er også ønskelig at man filtrerer disse signalene i et filter for å unngå at støy fra enheten overføres til den eksterne enheten. En RF MEMS vil ha en nokså smal båndbredde slik at den kan filtrere en gitt frekvens. For å filtrere flere forskjellige frekvenser må man koble sammen flere RF MEMS i en filterbank. Fordelen her er at man kan bygge filteret akkurat som man vil slik at man slipper igjennom kun de frekvensene man vil, på grunn av den lave båndbredden til hver enkelt RF MEMS.



Figur 2: Kateteret med CMUT-nettverk [6]

1.2 MEMS

I motorrommet til biler med elektronisk fuel injeksjon sitter det i dag en MAP sensor (Manifold Absolute Pressure sensor) [7]. Denne kontrollerer blandingen av bensin og luft som går inn i forgasseren, slik at denne blandinga er konstant riktig uansett om bilen befinner seg høyt til fjells eller nede ved sjøen. Dette er i sin tur med på å sikre at utslippene fra bilen

holdes nede og motoren får maks kraft i forhold til utslippet den gir. Dette er et eksempel på en MEMS eller Mikro-elektro-mekanisk-system.

Som navnet til forkortelsen hentyder, så dreier det seg om systemer som er veldig små i størrelse (mikro), og har både elektriske og mekaniske deler. Til sammen fungerer dette som et komplett system der mekanisk bevegelige deler blir utsatt for ytre påkjenninger og dette blir overvåket av den elektriske delen som gir ut et signal videre til for eksempel en PC. Fluidiske og magnetiske systemer hører også med i MEMS kategorien. Det er også MEMS som gjør bruk av optiske signaler, noe som etter hvert har blitt populært i for eksempel projektorer. Dette refereres til som MOEMS (mikro-opto-elektro-mekaniske-system). En MEMS varierer i størrelse, på tross av navnet, fra en mikrometer til over en millimeter. Det er videre vanlig å dele MEMS inn i tre hovedgrupper ut i fra hva de gjør. Sensorer er kanskje den største gruppen, siden bilindustrien bruker mange MEMS sensorer. Aktuatorer er den andre hovedgruppa og er hovedsakelig det motsatte av sensorer, dvs. de påvirker omgivelsene, mens det er omgivelsene som påvirker sensorer. Eksempler i denne gruppen inkluderer pumper, ventiler, inkjet hoder og elektriske brytere. Den tredje gruppa av MEMS er passive strukturer som for eksempel hengsel eller dyse for væsker.

MEMS har i dag fått et fotfeste innen mange store industriområder til tross for at det har vært litt skepsis rettet mot denne nye teknologien. Grunnen til denne skepsisen er at man fra før av har IC (Integrated Circuit) industrien med alle mulige slags komponenter som virker fint, og det å gå over til en ny teknologi, noe som MEMS er, vises det ergo en laber interesse for. Når MEMS likevel har fått aksept i storindustrien er det en lovende framtid for denne teknologien. Grunnen til framgangen for MEMS skyldes i hovedsak at det har vært økende fokus på sikkerhet, spesielt i bilindustrien, økende behov for bekvemmelighet, underholdning og andre effektivitetsbehov. Dette har presset frem et behov som MEMS kan fylle med sine sensorer som kan overvåke, resonatorer som muliggjør trådløs overføring i ultraportable enheter, dyser som fordeler blekket på papiret i en skriver med så liten dråpestørrelse at kvaliteten blir som hos fotografen, pumper som sikrer riktig tilføring av insulin hos pasienter, osv. Den har et potensial til å utkonkurrere IC-teknologi når det gjelder å få lavere produksjonskostnader, høyere kvalitetsfaktor, lavere strømforbruk og mindre størrelse. Mange mener nok også at MEMS industrien må være bedre enn IC- industrien på de fleste, hvis ikke alle områder, hvis den skal ta over den godt befestede IC- industrien. MEMS industrien er også en del yngre enn IC industrien og ligger en generasjon etter i utviklingen. Derfor er det ofte slik at man bruker utstyr som er for "gammelt" til IC produksjonen for å lage enhetene i MEMS noe som fører til billig produksjon. MEMS har på den annen side slitt med kort levetid. Det er fordi mekaniske bevegelser alltid vil være utsatt for slitasje i forhold til IC som ikke har det. En annen ting som taler til IC industriens fordel er at i og med at MEMS industrien er så ung og ukjent så er det mange områder man i dag ikke har oversikt over når det gjelder diverse effekter man ikke forstår og lignende. Dermed blir MEMS preget av en del prøving og feiling noe som skaper usikkerhet i mot den trygge IC teknologien. På den annen side fører MEMS med seg muligheter som IC teknologien ikke har. For eksempel er mikrofoner av silisium vanlig i dag og nådde 95 millioner enheter i 2005 [8].

For å ta bilindustrien, som eksemplet i innledningen er hentet fra, er det mange sensorer i form av MEMS som skal sørge for at bilen er trygg å kjøre med. Blant annet er det en MEMS som sjekker akselerasjonen med henhold til kollisjonspulta. Her er det i tillegg en IC krets som gir ut et digitalt signal når akselerasjonen blir for stor og kollisjonspulta utløses. I dag er det

flere eksempler på at MEMS brukes i tillegg til IC-teknologi i enkelte systemer, men man tenker seg at neste generasjon MEMS vil kunne redusere, om ikke erstatte IC-delen av systemet.

1.3 RF MEMS

I løpet av det siste tiåret har flere nye produksjonsteknikker grodd frem, som hjelper til å øke populariteten hos MEMS, og utallige nye enheter har blitt rapportert fra forskjellige vitenskapelige områder. Et av disse områdene er mikrobølge- og millimeterbølge-systemer. MEMS teknologi i mikrobølgeapplikasjoner kan løse mange vanskelige problem med høyfrekvensteknologi for trådløs kommunikasjon. Den nye og dramatiske utviklingen av personlig kommunikasjon har presset markedet til å få frem miniatyriserte, effektive enheter som bare er mulig å få til ved utvikling av radiofrekvente (RF) MEMS [9].

RF MEMS strukturer er hovedsakelig resonatorer som kan brukes både som sensorer og aktuatorer. Dermed faller de litt utenom den gruppeinndelingen som er vist i forrige avsnitt om MEMS. Gruppen som resonatorene havner i kalles transdusere, og det er en stor gruppe som inneholder mange forskjellige komponenter og enheter, som for eksempel antenne. En transduser er en enhet som omdanner en form for energi til en annen, vanligvis for å overføre informasjon men også for å måle på noe. I tilfellet med resonatoren så vil denne begynne å vibrere hvis den blir tilført energi i form av skiftende elektrisk felt og vibrasjonene brer seg ut som bølger i rommet. Motsatt vil den begynne å vibrere hvis bølger kommer mot den som i sin tur vil produsere elektrisk felt i den omkringliggende kretsen og man kan måle ut et elektrisk signal. Således kan disken både sende og motta et signal. Det finnes også andre former for RF MEMS nemlig passive elektriske komponenter og svitsjer. Passive elektriske komponenter rommer kapasitanser og induktanser. Disse er jo også velkjent innen IC industrien men innen MEMS kan man få bedre egenskaper på disse som for eksempel høyere operasjonsfrekvens, plassbesparelse, til en lavere pris. Svitsjer brukes til å åpne eller lukke en krets der det kreves en ekstremt høy svitsjehastighet, for eksempel ved antenne-matriser ved radarapplikasjoner.

En vanlig misforståelse med RF MEMS er at man tolker det som tradisjonelle MEMS enheter som opererer i radiofrekvensområdet. Dette er ikke helt riktig. Det er i stedet slik at det er MEMS strukturer som blir designet og produsert for RF integrerte kretser. MEMS enheter i RF MEMS blir brukt til aktivering eller justering av en separat RF enhet eller komponent. Med andre ord så er det en MEMS som hjelper en RF krets.

Bruksområdene til RF MEMS er potensielt veldig store, men man er enda i startgropen når det gjelder å utnytte RF MEMS kommersielt. Det er mest i militære applikasjoner at man finner disse i dag blant annet i missil guiding og militær radar. Man har begynt å sett på bruken av RF MEMS i mobiltelefoner der de har potensial til å redusere plassen ytterligere, med samme eller bedre ytelse. Dette ville i så fall ha åpnet markedet veldig for RF MEMS. Man har også spekulert i andre områder som for eksempel hjemmetelefon, trådløst internett, radioer og GPS mottakere. Det er også andre viktige markeder som for eksempel innen testutstyr, der volumproduksjonen ikke blir så høy men prisen på hver enkel enhet gjør det likevel lønnsomt.

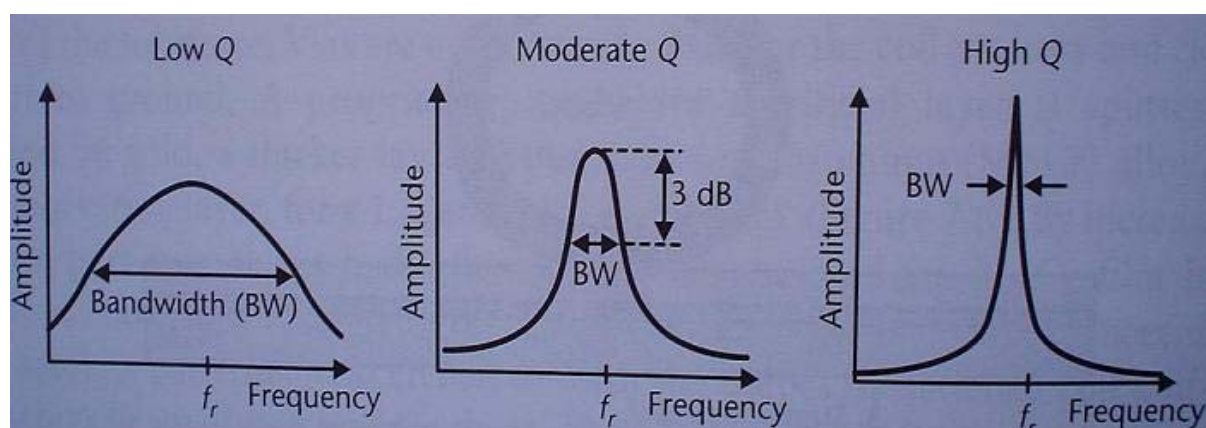
1.4 Q-faktor

Alle kapasitanser og induktanser har forskjellige parasitter assosiert med seg som begrenser deres yteevne [1]. Videre er det to parametere som beskriver yteevnen til disse passive elektriske komponentene og gjør det mulig å sammenligne disse. Den ene parameteren er selvresonansfrekvensen og den andre er q-faktoren.

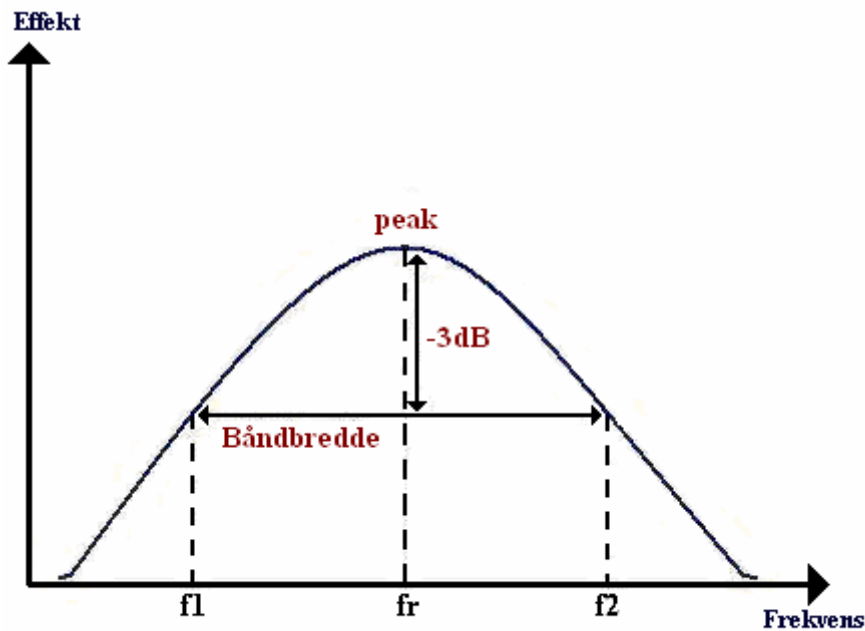
Q-faktoren regnes for å være en av de mest, hvis ikke den mest sentrale parameteren i forbindelse med MEMS resonatorer. Den er et mål på tapet i et lineært kretselement og defineres som den maksimale energien som blir lagret i løpet av en sykel dividert på energitapet på en sykel:

$$Q = (\text{Lagret energi i enheten})/(\text{Energi tapt per resonanssykel}) \quad (1)$$

Når systemet blir drevet av et sinussignal, som tilfellet er her med elektrode som vekselvis frastøter og tiltrekker seg disken i senteret, vil Q-faktoren i stor grad avgjøre oppførselen til systemets resonans. Når den påtvingende frekvensen nærmer seg den naturlige frekvensen til systemet vil systemet reagere mer kraftig enn ved andre frekvenser. Et system med høy q-faktor vil derfor resonere kraftigere, med høyere amplitude, enn et med lav q-faktor når resonansfrekvensen blir påtrykt. Forsterkningskurven til et system med høy q-faktor blir også skarpere, det vil si at forsterkningen faller kraftig når frekvensen flytter seg bort fra resonansen slik at forsterkningskurven får en spiss topp ved resonansen. I et system med lav q-faktor vil forsterkningskurven være mye mer avrundet og det kan være vanskelig å se akkurat ved hvilken frekvens toppen er. Et praktisk eksempel er en radio. Hvis radioen har høy q-faktor vil den være vanskelig å stille inn nøyaktig over ønsket kanal, men når det først er gjort vil den være bedre til å filtrere ut uønskede signaler fra eventuelle andre stasjoner som ligger i nærheten. Under ser en hvordan forsterkningskurven blir ved lav, medium og høy Q-faktor og hvordan dette spiller inn på båndbredden.



Figur 3: Båndbredde ved forskjellige Q-verdier [2]



Figur 4: Effektspektraltetthet

På effektspektraltetthetsfiguren kan en se frekvensen langs den horisontale akse og forsterkningen langs den vertikale aksene (proporsjonal med effekten). Midt på den horisontale aksene finner en f_r som er resonansfrekvensen og på kurven der effekten er den halve av effekten i resonansfrekvensen finner en f_1 og f_2 . Disse to punktene kalles også hjørnefrekvensene eller -3dB frekvensene til systemet. Tar en da og trekker den minste frekvensen av disse (f_1) fra den største (f_2) vil en få båndbredden til systemet: $\Delta f = f_2 - f_1$. En får da opp denne formelen:

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (2)$$

Her vises det som man har nevnt ovenfor at lav båndbredde gir høy q-faktor og omvendt fordi båndbredden er omvendt proporsjonal med q-faktoren. Man kan altså ikke få høy q-faktor samtidig som man har stor båndbredde. Hvis båndbredden er stor er det også en mulighet for at man ikke får ut akkurat den oscillasjonsfrekvensen man vil ha fordi kurven ikke blir skarp nok, man får da fasestøy.

Formel (2) gir ikke så mye informasjon i elektriske kretser. For reaktive komponenter som spoler og kondensatorer så er q-faktoren lik den absolute verdien av forholdet mellom den imaginære og den reelle delen av impedansen. Impedansen til en motstand er R (motstandens verdi), for spole er det $j\omega L$ og for kondensator er det $1/j\omega C$, der omega (ω) er egenfrekvensen (f) multiplisert med 2π , m.a.o. radianer. For en kondensator i serie med en motstand får vi da [1]:

$$Q = \frac{1}{2\pi fCR} \quad (3)$$

Tilsvarende får vi for spole [1]:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} \quad (4)$$

Av disse formlene kan en se at en større motstand vil gi en mindre Q noe som er ganske logisk. Når frekvensen går opp vil strømmen gå i et tynnere og tynnere lag ved overflaten av materialet noe som fører til økt motstand og mindre Q.

1.5 Materialer for MEMS

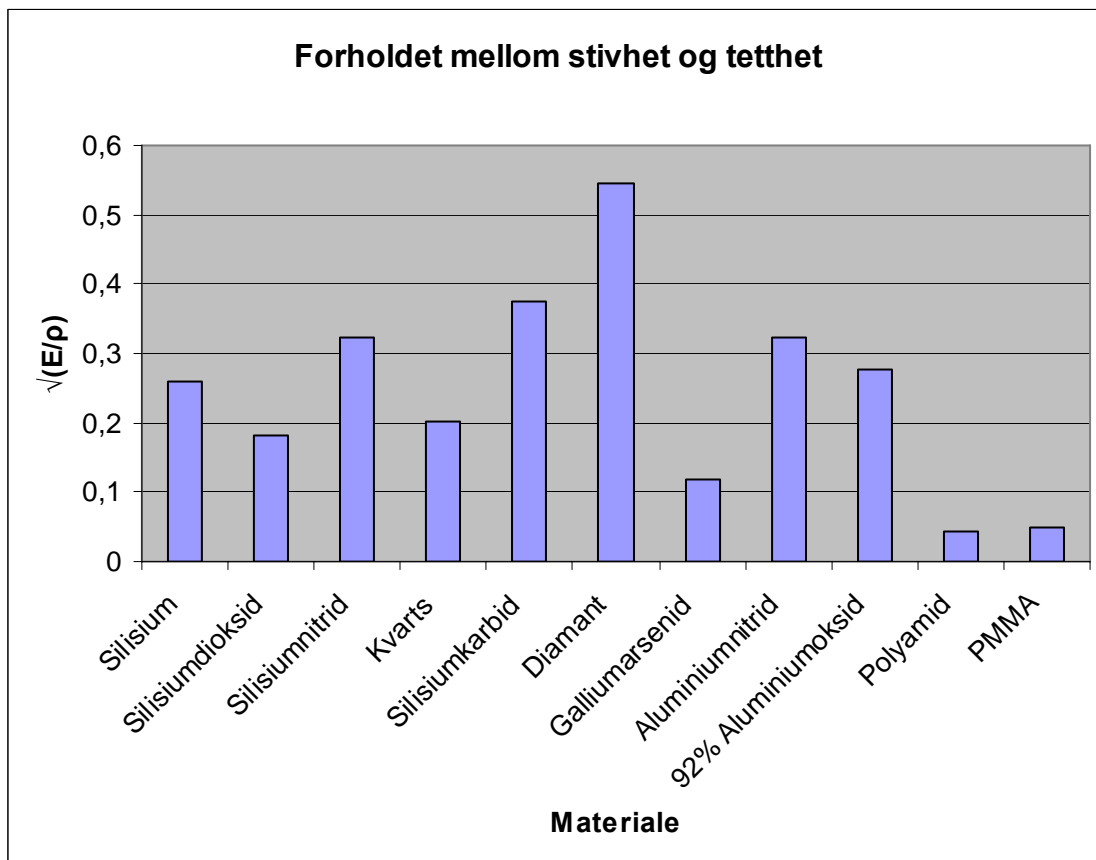
Silisium er et av de veldig få materialene som det er økonomisk forsvarlig å produsere i enkrystall substrat. Denne formen av silisium har veldig gode elektriske og mekaniske egenskaper og man har i stor grad mulighet til å kontrollere disse egenskapene. Grunnen til dette er at en har gode rutiner og kjennskap til forming av silisium gjennom IC teknologien som en kan bruke i produksjonen av MEMS. Det har seg også slik at silisium er et meget sterkt materiale og per vektenhet så er det sterkere enn stål. I tillegg til at det er et sterkt materiale, er det også ganske fleksibelt og har forholdsvis lav tetthet, noe som gjør det veldig godt egnet innen MEMS.

Det brukes også flere andre materialer, bl.a. flere legeringer av silisium. Silisiumoksid brukes som isolering, både elektrisk isolering og varmeisolering, samt som offerlag fordi HF (Hydrogenfluorid) har veldig høy selektivitet for silisiumoksid, slik at man etses bare denne. En bakdel med silisiumoksid er at man får relativt høye stress-verdier i det ferdige materialet som begrenser bruken litt med tanke på store og frie bjelker eller membraner. Silisiumnitrid er også mye brukt til isolering og er samtidig en effektiv barriere mot diffusjon av mobile ioner (eksempelvis vannmolekyler og natriumioner). I tillegg brukes den som maskeringsmateriale i mange basiske etseløsninger. Ved produksjonen av silisiumnitrid er det mulig å kontrollere det intrinsiske stresset, slik at de ikke blir så høye som for silisiumoksid. En har også silisiumkarbid som er et ekstremt hardt materiale med høy stivhet, meget resistent mot harde miljøer, god mekanisk stabilitet ved høye temperaturer og høy varmeledningsevne. Dessverre er dette materialet bare på prøvestadiet ennå men potensialet er stort. Det samme kan sies om diamant som er enda litt hardere enn silisiumkarbid. Begge stoffene har også piezoresistive egenskaper som betyr at materialet endrer motstanden når det blir utsatt for trykk. Det er også en lang liste metaller som brukes til å legge på tynne filmer underveis i produksjonen, bl.a. gull, sølv, aluminium, kopper, krom, nikkel, tinn og wolfram [1]. De ulike metallene har mange forskjellige oppgaver og noen brukes til interne kontakter på enheten, mens andre metaller brukes som heftlag for å få to andre metaller til å feste seg til hverandre og atter andre brukes til elektrokjemi, som er tilfeller der en har kjemisk reaksjon ved påtrykt spenning eller omvendt, bare for å nevne noen. Forskjellige typer glass blir også brukt men utfordringen med dette er at de har en annen temperaturutvidelseskoeffisient enn silisium har, noe som gjør at det oppstår spenninger mellom materialene dersom de brukes sammen. En har da funnet frem til andre materialer som brukes sammen med glass. Det finnes for eksempel en glasstype, Pyrex, som har tilnærmet samme temperaturutvidelseskoeffisient som silisium slik at spenningene mellom disse blir minimale. Plaststoffer brukes det og mye av i fabrikasjonen

av MEMS. Hovedgrunnen er at det er veldig billig å bruke og i enkelte sammenhenger er det best å bruke. Et annet sentralt stoff er fotoresist som brukes som maskering før ets.

Det finnes også mange MEMS patenter som har tatt i bruk huske-metaller. Dette er legeringer som "husker" sin opprinnelige form når de blir varmet opp. En kan for eksempel krølle sammen en tråd av en slik legering så den blir lik en ball. Hvis denne ballen etterpå kastes i varmt vann vil den straks rette seg ut igjen. Denne typen metallegeringer er ideelle i aktuatorer fordi den krafta som utløses når legeringen går tilbake til sin opprinnelige form er mye større enn det er mulig å få til med andre metoder.

Når det gjelder de forskjellige egenskapene som de enkelte materialene så er dette veldig viktig med hensyn på hva man skal bruke det til. Det er også viktig at enkelte parametre passer sammen hos de aktuelle materialene en ønsker å bruke i en MEMS. F.eks er det slik at de forskjellige materialene som skal være sammen må ha samme temperaturutvidelses-koeffisient for at den ferdige enheten ikke skal få så mye indre spenninger. En annen viktig ting er at materialene ikke må reagere med hverandre slik at det dannes et nytt materiale med uønskede egenskaper. Som nevnt tidligere i denne rapporten så er det to viktige parametre som bestemmer hvor høy egenfrekvens en får og Q-verdi, nemlig Young's modulus og tettheten i materialet. Young's modulus, E, forteller noe om stivheten i materialet, mer eksakt hvor mye materialet endrer seg når det blir utsatt for press. Under er det en grafisk fremstilling av forholdet $\sqrt{(E/\rho)}$, der E er i GPa og ρ har betegnelsen kg/m^3 , for noen vanlige materialer i MEMS.



Figur 5: Forholdet $\sqrt{(E/\rho)}$ for noen materialer

Her ser en, som sagt tidligere, at det er diamant som gir høyest resonansfrekvens, etterfulgt av silisiumkarbid. Dårligst ut kommer, ikke overraskende, plastmaterialer som polyamid og PMMA (polymetylmataakrylat). En annen parameter som er viktig hvis en skal ha ultrasnake elektroniske enheter (for eksempel innen trådløs telekommunikasjon) er elektronmobiliteten, eller elektronets evne til å flytte på seg gjennom materialet. Av de nevnte materialene i tabellen over er galliumarsenid suveren i forhold til de andre med en elektronmobilitet på $8800 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ [2]. Etter galliumarsenid har en diamant med $2200 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.

Det er også slik at egenskapene til et materiale avhenger av produsent. Dette er fordi produsentene har forskjellig utstyr og forskjellige prosesser for å lage materialet. Den eksakte fremgangsmåten vil være hemmelig hos den enkelte produsent som er med på å forsterke forskjellene i det ferdige produktet.

1.6 Mikromaskinering

For å lage de små MEMS strukturene trengs det spesielle design regler for hvordan fremstillingen skal skje på best mulig og billigst mulig måte. Det er også spesielle fabrikkasjonsverktøy som presist lager de ønskede formene på et nivå som ligger langt under det som menneskets øye greier å oppfatte. Gjennom parallelle prosesser der dusinvis til titusenvise av identiske elementer blir fabrikkert på samme wafer, ser små mikromaskiner dagens lys. Dette kalles for mikromaskinering og muliggjør produksjon av de små MEMS enhetene.

Heldigvis er det slik at en kan bruke mange av de samme verktøyene som for standard IC produksjon slik at kostnadene holdes nede. Dette gjelder for eksempel groing av forskjellige metaller, metoder for å ha på fotoresist og prosesser for å få belyst deler av fotoresisten gjennom et bestemt mønster for å herde deler av den (litografi). Noen prosesser er unike for MEMS og de mest kjente innenfor disse som brukes av flere bedrifter i dag er: Polysilisium overflate mikromaskinering, kombinasjon av silisium fusjonsbinding og reaktiv ioneets (RIE), dyp RIE (DRIE) av SOI (Silisium på isolator) wafere og singel krystall reaktiv etsning og metallisering (SCREAM) [3]. For mer informasjon om disse kan en se vedlegg A-1.1.

1.7 Pakking av MEMS

En av de aller største utfordringene ved produksjonen av MEMS er pakkingen. I følge [4] er pakking av MEMS mer en kunst enn det er en vitenskap. Med dette mener man at den store variasjonen en har av forskjellige MEMS enheter gjør at man må utvikle nye metoder som passer hver enkelt enhet, noe som er tidkrevende. Det er derfor det ikke finnes noen standarder for pakking av MEMS og industrien har i stor grad adoptert metoder fra IC industrien og modifisert disse. Det går med andre ord mer på prøving og feiling enn noe annet. Dette gjør at pakkingen er den desidert dyreste delen av produksjonen og utgjør hele 75 % - 95 % av de totale produksjonskostnadene.

En annen bakdel med pakkeprosessen er oppkuttingen av waferne for å frigjøre MEMS enhetene fra hverandre. Denne prosessen involverer en diamantskive som skjærer gjennom waferen og skaper mye vibrasjoner samt løse partikler som kan ødelegge virkemåten til MEMS enheten. Som et resultat av dette blir det i mange tilfeller lagt en slags hette over strukturene på waferen før oppkutting for å hindre at partikler skal ødelegge strukturene på den. Det finnes også noen design der en frigjør strukturer ved etsing etter at waferen er kuttet, for å hindre at strukturer blir ødelagt av vibrasjoner fra kutteskiva. Bakdelen med dette er at prisen på det ferdige produktet øker dramatisk.

Et annet vanlig problem er at MEMS enheten må pakkes i beskyttende atmosfære så stoffer og partikler ikke kan trenge inn og ødelegge funksjonen til enheten, samtidig som MEMSen er avhengig av å reagere med det eksterne miljøet i sin operasjon. Dette kompliserer produksjonen ytterligere. For eksempel må en trykksensor kunne føle på det eksterne trykket der den skal virke og samtidig være i en beskyttende atmosfære. Man har løst dette ved å nedsenke hele enheten i en rustfri stålpakke som inneholder en spesiell silikonolje og stålkassen har en stålmembran, slik at en ekstern trykkforandring beveger membranen som gjør at trykket inne i stålpakken endres og MEMS enheten oppdager denne endringen.

Materialene en bruker i pakkingsprosessen kan deles inn i tre hovedkategorier: Keramikk, metall og plastikk. Plastikk er naturlig nok den billigste og i miljøer som ikke er så harde for MEMS enheten er det i mange tilfeller tilstrekkelig med en slik innpakning. Bakdelen med plastikkinnpakning, bortsett fra at den ikke tåler så mye, er at man ikke kan lage en forseglet pakke av den. På den annen side blir plastinnpakningene stadig bedre og vil antakeligvis bli mer populære etter hvert. Keramikk er den mest vanlige pakningen innen IC på grunn av sin isolerende evne samtidig som den er en effektiv varmeleder. Dessuten kan man forsegle pakninger med keramikk. Bakdelen er at den er dyrere enn mye plastikk og kan være kompleks for optiske MEMS enheter. Metalliske pakninger var populær i den tidlige utviklingen av IC'er, men ble erstattet av plastikk og keramikk etter hvert som det ble flere og flere transistorer på samme brikke. Metall er, i likhet med keramikk, en god varmeleder og er i tillegg en god avskjermer for elektromagnetisk støy. Andre fordeler med metall er at det er et robust materiale og enkel å sette sammen i produksjonen. Pakningen er en del dyrere enn ved plastikk. Under ser man en tabell over hva slags pakningsmetode som er brukt til forskjellige MEMS enheter (P = plastikk, M = metall og C = keramikk) samt forskjellene i pakkemåte.

Tabell 1: Variasjonen av pakkenødvendighetene til MEMS [5]

		Electrical Contacts	Fluid Ports	Media Contact	Transparent Window	Hermetic Sealing	Stress Isolation	Heat Sinking	Thermal Isolation	Calibration and Compensation	Types of Packaging ¹
Sensors	Pressure	Yes	Yes	Yes	No	Possibly	Yes	No	No	Yes	P, M, C
	Flow	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No	Yes	Yes	P, M, C
	Acceleration	Yes	No	No	No	Yes	Possibly	No	No	Yes	P, M, C
	Yaw rate	Yes	No	No	No	Yes	Possibly	No	No	Yes	P, M, C
	Microphone	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No	No	Yes	P, M, C
	Hydrophone	Yes	Yes	Yes	No	Possibly	No	No	No	No	M, C
Actuators	Optical switch	Yes	No	No	Yes	Yes	No	No	No	Yes	M, C
	Display	Yes	No	No	Yes	Yes	No	Possibly	Possibly	No	M, C
	Valve	Yes	Yes	Yes	No	No	No	Possibly	Possibly	Possibly	M, C
	Pump	Yes	Yes	Yes	No	No	No	Possibly	No	Possibly	M, C
	PCR thermal cyclers	Yes	Yes	Yes	Possibly	No	No	Possibly	Yes	No	M, C
	Electrophoresis	Yes	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No	No	M, C
Passive	Nozzles	No	Yes	Yes	No	No	No	No	No	No	P, M, C
	Fluid mixer	No	Yes	Yes	Possibly	No	No	No	No	No	P, M, C
	Fluid amplifier	No	Yes	Yes	No	No	No	No	No	Possibly	M, C

¹ Fluid includes liquid or gas.
² P: plastic, M: metal, C: ceramic

1.8 Oversikt over de videre kapitlene

I dette kapitlet er det nevnt en del om bakgrunnen for denne oppgaven og hvorfor det er viktig å jobbe med dette. Det er også gått igjennom noen elementære ting for at en skal henge med i den videre oppgaven. Det er også en liten notis om pakking for å vise at det er her en av de største utfordringene innen MEMS er i dag. Den videre gangen i oppgaven blir som følger:

- Kapittel 2: Her blir det gått igjennom enkel resonatorteori for å forstå den fysiske virkemåten til diskresonatoren.
- Kapittel 3: Et forklarende kapittel på hvordan simuleringen er foretatt og med hva.
- Kapittel 4: Her følger resultatene en har oppnådd i løpet av denne oppgaven, presentert ved hjelp av tabeller og diagrammer.
- Kapittel 5: Diskusjonen belyser deler av resultatene
- Kapittel 6: Her konkluderes det med hva slags størrelsesparametre det er lurt å bruke
- Kapittel 7: Oversikt over referansene som er brukt i denne oppgaven
- Kapittel 8: Her er det forklart hvilke produksjonsprosesser i tillegg til at det er lagt ved grafer av den radielle amplitude.

2 Resonatorer

Denne delen går litt nærmere inn på resonatorer, deres oppbygning og virkemåte. Det blir også gått noe inn på teorien for å forklare virkemåten mer ut fra et vitenskapelig ståsted. Dette gjøres for å bedre forståelsen til den videre oppgaven. Først følger en oversikt over de mest vanlige resonatortypene som finnes innen RF MEMS i dag.

2.1 Resonator typer

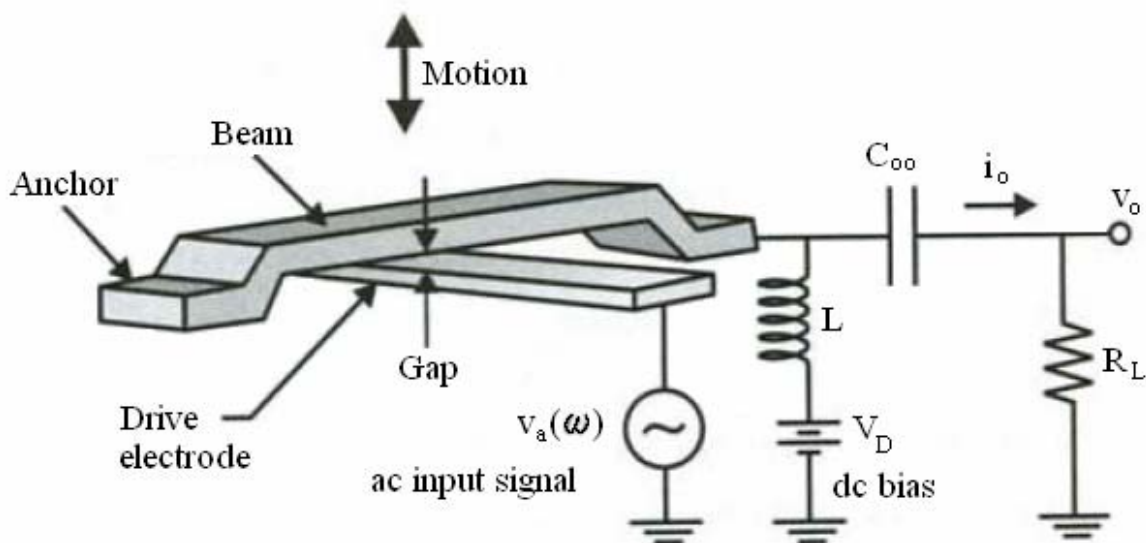
Det har lenge vært slik at resonatorer innen RF MEMS ikke har vært god nok for å bruke innen flere viktige områder. Dette skyldes at Q-faktoren ikke har vært tilstrekkelig høy eller at man ikke har fått høy nok operasjonsfrekvens [17]. Man har i stedet brukt vanlig IC teknologi som gjør bruk av en kvartskrystall som lenge har vært totalt overlegen fremfor en MEMS resonator. Med en kvartskrystall er det lett å oppnå en Q-faktor over 50000 og en frekvens som ligger godt oppe i EHF-området (Extremely High Frequency). Det stadige økende behovet innen trådløs kommunikasjon og overføring av informasjon har også bidratt til at man har holdt seg til IC teknologien fremfor å ta i bruk MEMS. Som nevnt tidligere er det viktig med høy Q-faktor innen disse områdene for å få filtrert bort uønskede frekvenser som blir addert til originalsignalet i løpet av sin ferd gjennom luftrommet. Man har greid å få høyere Q-faktor ved å lage vakuu rundt resonatoren, men dette blir et fordyrende ledd under produksjonen som gjør konkurransen til kvartskrystallen vanskelig. De siste årene har man imidlertid greid å lage MEMS resonatorer som på sikt kan konkurrere med kvartskrystallen. Dette skyldes at man har oppfunnet nye typer resonatorer og forbedret disse. Et eksempel er en resonator fra SiTime som har en Q-faktor på 80000 og opererer på 5.1MHz [18]. Historien til MEMS resonatorer starter likevel med bjelkeresonatoren som ikke var så bra.

2.1.1 Clamped-clamped bjelkeresonator

Den første kommersielle resonatoren bestod enkelt og greit av en frittstående bjelke som var festet i begge ender, derav navnet clamped-clamped (c-c), og hadde en elektrode under seg på midten [19]. Denne resonatoren er populær fordi den er enkel i oppbygningen har dermed vært flittig brukt som resonator og som bestanddel i et filter. Derfor vet en også mye om hvordan denne fungerer. Virkemåten kan beskrives som en tidsvarierende kapasitans, fordi kapasitansen mellom bjelken og elektroden under endrer seg med avbøyningen til bjelken. En enkel elektrisk krets med passive komponenter blir brukt for å måle et signal fra resonatoren. Bakdelen med denne strukturen er at jo høyere frekvens man ønsker, jo mindre må bjelken være. Man har i dag nådd grensen for hvor små man kan lage disse resonatorene og maks frekvens som en får er ca. 10MHz.

For å gå nærmere inn på virkemåten så blir det påtrykt en DC spenning mellom bjelken og elektroden under som får senteret av bjelken til å bøye seg ned mot elektroden. Det oppstår således en elektrostatisk tiltrekningskraft. Når denne DC spenningen forsvinner vil bjelken gå

opp igjen på grunn av stivhet i materialet. Hvis et AC signal blir påtrykt vil bjelken bøye seg opp og ned. Hvis en har en stor DC spenning påtrykt på bjelken mens et AC signal påtrykkes elektroden, vil bjelken begynne å oscillere med samme frekvens som AC signalet. Når AC signalet kommer opp i samme frekvens som egenfrekvensen til bjelken vil avbøyningen bli størst. DC spenningen bidrar også med en elektrostatisk kraft som er rettet nedover, som varierer med avstanden mellom bjelke og elektrode og virker da i motsatt retning av gjennopprettelseskraften til bjelken (på grunn av materialstivheten). Dette fører til at den effektive mekaniske fjærkonstanten for systemet blir mindre. Dette betyr videre at resonansfrekvensen til bjelken går ned. Den minker med en faktor som er proporsjonal med $\sqrt{1 - (CV_D^2 / k^2 g^2)}$, der C er startkapasitansen, V_D er DC spenninga, k er den mekaniske fjærkonstanten og g er mellomrommet mellom bjelken og elektroden uten DC spenning. Dette betyr at resonansfrekvensen kan justeres elektrisk ved V_D . Under sees en illustrasjon av bjelkeresonatoren med tilhørende målekrets.



Figur 6: c-c bjelkeresonator [20]

Kretsen inkluderer en parallell blokkerende induktans, L, og en blokkerende kapasitans i serie, C_{∞} . Med en stor V_D kan den dominerende strømmen ved inngangsfrekvensen, ω , forenkles til [20]:

$$i_0 = V_D dC / dt \quad (5)$$

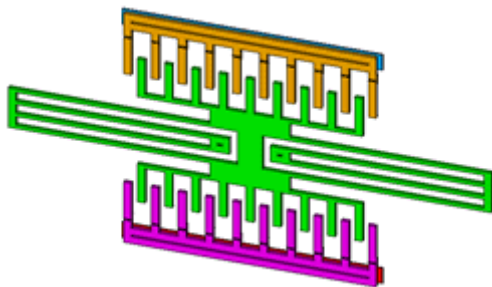
Ved høye frekvenser fungerer induktansen som en åpen krets mens kapasitansen fungerer som en kortslutning. Dette gjør at strømmen i_0 går gjennom motstanden R_L , som kan tenkes å være inngangsimpedansen til måleutstyr.

Når det gjelder materialet til bjelken så finnes det flere alternativer her. For å finne ut om et materiale er godt egnet er det et par ting å ta hensyn til. Som nevnt tidligere har en forholdet $\sqrt{E/\rho}$ som sier noe om hvor høy resonansfrekvens man kan oppnå med materialet. Så ved å bruke diamant som materiale får en den høyeste teoretisk mulige frekvensen. Det er også slik

at stivheten til en gitt resonatorbjelke vil øke i takt med at resonansfrekvensen øker, noe som fører til at en får mer energitap per sykel gjennom festepunktene til bjelken (anchor). Dette fører igjen til at Q- faktoren går ned ved økende frekvens og dette er noe som er felles for alle resonatorene. Q-faktoren vil også gå drastisk ned hvis bjelkeresonatoren opererer i atmosfærisk trykk i stedet for i vakuum. Luftmotstanden vil "stjele" mye energi fra hver sykel til resonatoren og forsøke å senke den. Det er imidlertid dyrere å produsere enhetene dersom de skal operere i vakuum så det blir en vurderingssak hva som er viktigst.

2.1.2 Comb-Drive resonator

En annen type resonator er "comb-drive" resonatorer [22] som også er en av de tidligste typene av resonatorer. I dag er dette en mye brukt resonator i forskjellige MEMS enheter. Denne kan for eksempel bestå av to kammer, som er festet til hver sin ytterkant, og disse er igjen tredd inn i et fjærbelastet midtstykke, som også har kamstrukturer på sidene, se figur under. Man kan også i denne figuren skimte to svarte prikker på fjæra mot midten av midtstykket. Dette er festepunktene til fjæra, som holder midtstykket i ro midt mellom sidekammene når det ikke er påtrykt noe spenning.



Figur 7: Comb drive resonator

En påtrykt spenning over sidekammene, enten positiv eller negativ, vil føre til en elektrostatiske kraft mellom en av sidekammene og midtstykket og sidekammen vil dra midtstykket til seg. Denne krafta er gitt av [21]:

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{dC}{dx} \cdot V^2 \quad (6)$$

Her er V den påtrykte spenninga og dC/dx er raten som kapasitansen øker med som følge av at kamfingrene vil overlappes hverandre i større grad, og er konstant for et gitt design. Fordi spenningen er kvadrert vil krafta alltid bli tiltrekkende. Når et AC signal, $v_a \cos(\omega t)$, blir påtrykt, der v_a er amplituden og ω er frekvensen i radianer per sekund ($\omega = 2\pi f$), blir kraften proporsjonal med [23]:

$$v_a^2 \times \cos^2(\omega t) = v_a^2 \times \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \quad (7)$$

Dette betyr at kraften som driver resonatoren dukker opp ved en frekvens som er det dobbelte av inngangsfrekvensen i tillegg til en DC komponent, noe som ikke er spesielt gunstig med hensyn på filter. For at resonatoren skal bli nyttig i filtersammenheng påtrykkes en DC spenning på midtdelen av resonatoren, slik at inngangen over kammen blir $V_D + v_a \cos(\omega t)$. Kraften blir da proporsjonal med [23]:

$$[V_D + v_a \cos(\omega t)]^2 = V_D^2 + 2V_D v_a \cos(\omega t) + v_a^2 \cos^2(\omega t) \quad (8)$$

V_D er med hensikt laget mye større enn v_a slik at det siste leddet i uttrykket ovenfor blir neglisjerbart. Dermed blir den dominerende, tidsvarierende drivkraft inngangsfrekvensen ω . Til slutt har en den andre kammen på motsatt side av den som blir aktivert av den påtrykte spenninga. Denne kammen fungerer som en følekam der en kan lese ut en strøm [7]:

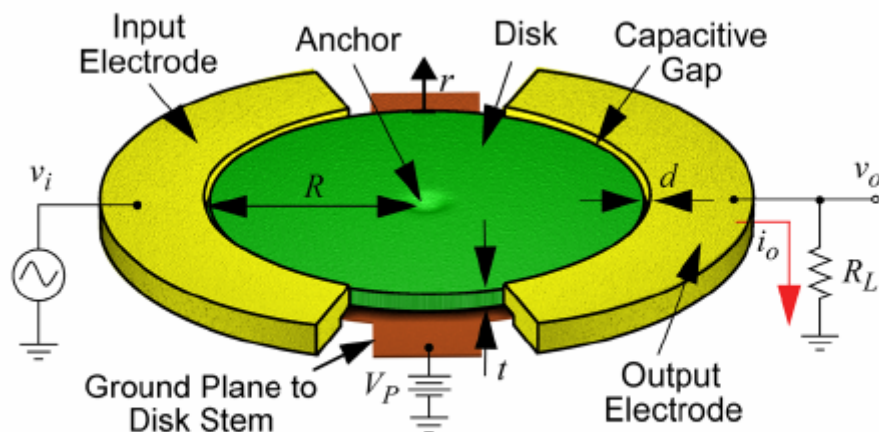
$$i_o = \frac{d(CV)}{dt} = V_D \cdot \frac{dC}{dt} = V_D \frac{dC}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = V_D \frac{dC}{dx} \cdot \omega \cdot x_{maks} \sin(\omega t) \quad (9)$$

Denne strømmen går gjennom en utgangsresistans, der x_{maks} er maksimum forskyvning. Fordi x_{maks} når toppen ved resonansfrekvensen så vil utgangsstrømmen, i_o , også gjøre det.

Dessverre er det også slik med denne resonatoren som med den forrige at jo høyere frekvens man vil kjøre på denne resonatoren jo mindre bevegelsesmasse må man ha, eller man kan øke den totale fjærkonstanten, noe som fører til betydelige utfordringer innen produksjonen. Dessuten er denne veldig sårbar for lufta som demper svingningene ganske mye, slik at Q-faktoren blir lav. I vakuum fungerer den fint men dette blir et fordyrende ledd i produksjonen. Q-faktoren kan være over 50000 i vakuum men går drastisk ned til 50 i atmosfærisk trykk. Maks resonansfrekvens avhenger litt av hva slags materiale man bruker men i silisium kan man få ca. 17MHz.

2.1.3 Diskresonator

En nyere type resonator som har betydelig høyere Q-faktor og egenfrekvens er diskresonatorer. Den mest vanlige diskresonatoren er en såkalt "Contour Mode" og består av en disk som er festet enten i siden eller, mest vanlig, i en stamme sentrert på undersiden ca. 5000Å over substratet. To metallektroder omringer kanten av denne disken og blir skilt fra den ved et tynt luftgap (eller vakuum), d , som definerer den kapasitive, elektromekaniske transduseren til denne enheten. Under er det vist et bilde av en slik resonator som vibrerer radielt:



Figur 8: Radial contour mode disk resonator [24]

Denne resonatortypen er overlegen i forhold til de tidligere nevnte med hensyn på resonansfrekvens og Q-faktor. En kan bruke disse i gigahertzområdet og fremdeles ha en Q-faktor godt over 10000. Grunnen til at Q-faktoren her blir høyere er at en har en ganske fri struktur på disken og det er bare en stamme i midten som holder den fast. Videre har denne også en fordel med tanke på termoelastisk demping. Termoelastisk demping er energidissipering ved at et materiale utsatt for stress kan "slappe av" igjen ved en irreversibel strøm av varme, drevet av lokale temperaturgradienter som gjennom koblingen, som finnes mellom et stressfelt og et varmfelt, følger feltet som er utsatt for stresset [25]. Sagt med andre ord når noe komprimeres så går temperaturen opp og motsatt gir ekspansjon avkjøling. Det er temperaturgradienten mellom disse områdene som forårsaker energitapet på grunn av varmflyten. På en contour mode resonator foregår det en radiell ekspansjon og sammentrekning slik at hele disken er i samme tilstand til samme tid og således blir det mindre termoelastisk demping. En tredje grunn til at en får høyere Q-verdier ved denne resonatoren er at bevegelsen til denne disken ikke er så sårbar for luft som hos de foregående typene. Det er relativt liten bevegelsesflate som er i kontakt med luft, slik at energitapet til luft blir mindre.

Av disse grunnene vil det bli fokus på contour mode diskresonator i den videre delen av oppgaven siden den er mest aktuell for bruk i SMiDA-prosjektet. Det er også bare denne resonatoren som kan få høy nok resonansfrekvens til at det er interessant å bruke den i SMiDA. Disse resonatorene er også på god vei til å matche spesifikasjonene til kvartskrystallen og de krever dessuten mindre plass og har mindre effektforbruk. Kvartskrystallen krever forholdsvis mye plass fordi den ikke kan integreres med IC-prosesser men er avhengig av eksterne kretser.

Diskresonatorene har imidlertid ikke alltid vært så gode som i dag. Tidligere modeller har oppnådd 160MHz med Q-verdi på 9400 [26], og selv om dette var en god del bedre enn de frie bjelkeresonatorene var det ikke imponerende i forhold til kvartskrystallene. Denne hadde også metallektroder som var litt mykere enn dagens elektroder som består av polysilisium. Dette gjorde at man fikk et visst energitap i disse fordi noe av den elektrostatiske kraften som skulle trekke disken mot elektroden i stedet bevege elektroden. Den tidligere

produksjonsmåten for disken førte også til at stammen ikke ble helt sentrert i forhold til disken. Dette gjør at diskvibrasjonene blir urene, i forhold til at en får perfekte ringer som brer seg utover disken ved en helt sentrert stamme. Gjennombruddet kom da man fant opp en ny produksjonsmåte som gjorde at disken ble selvsentrerende [27]. Teknikken gikk ut på at man definerte stammeposisjonen og diskanten i samme maska, som gjorde at man slapp oppjustering av disse i forhold til hverandre som tidligere. I tillegg byttet man elektroder til dopede polysilisiumelektroder for å få de mye stivere. Dette gjorde at man oppnådde 1.14GHz resonansfrekvens samtidig som Q-faktoren var over 1500. Som nevnt tidligere er diamant det beste materialet for å oppnå høy frekvens og Q-faktor. Da man brukte diamant i stedet for silisium som tidligere i disken, samtidig som stammen var i polysilisium fikk man mye høyere Q-faktor [12]. Ved en frekvens på 1.51GHz fikk man en Q-faktor på 11555. Denne gjorde selvfølgelig også bruk av den selvsentrerende produksjonsmåten.

Når en skal operere denne enheten så settes det på en DC biasspenning, V_p , via en intern kontakt til stammen og til jord. Dette gjøres av samme grunn som nevnt i forrige avsnitt. Et AC inngangssignal blir påtrykt den ene elektroden, kalt inngangselektroden. Dette resulterer i en tidsvarierende elektrostatisk kraft som veksler på å trekke til seg og å støte fra seg disken. Dermed vibrerer disken radielt. Når inngangssignalet, og dermed kraften den genererer, virker ved resonansfrekvensen til enheten vil effekten av kraften multipliseres med Q-faktoren til resonatoren og produsere ekspansjon og kontraksjon av disken langs dens radius. Denne bevegelsen resulterer tidsvarierende, DC biasert kapasitans mellom disken og elektrodene som genererer en utgangsstrøm gitt av [24]:

$$i_0 = v_p \frac{\partial C \partial x}{\partial x \partial t}, \quad (10)$$

der x er den radiale forskyvningen ved enden av disken og $\partial C / \partial x$ er endringen i elektrode-til-resonator sansekapasitans per enhet forskyvning. Utgangsstrømmen kan bli sanset enten direkte som spenningen over lastmotstanden R_L , eller via en transimpedansforsterker.

Resonatorer som har relativt store dimensjoner har høyere stivhet enn de mindre og kan dermed oppnå høy Q bare hvis den er tilstrekkelig isolert fra substratet slik at en ikke får energitap fra strukturen til substratet. Det er også mulig å lage stammen i et annet materiale som ikke matcher materialet i disken slik at vibrasjonene fra disken blir reflektert tilbake i stedet for å fortsette nedover stammen som tap. Større dimensjoner betyr også høyere effektoleranse og mindre ømfintlighet for omgivelsene.

2.2 Diskresonatorteori

For at en skal kunne innlemme diskresonatorer i filter og oscillator design, så må en finne ekvivalente kretsmodeller og analytiske formuleringer for resonatoregenskaper. Ut fra dette kan en bestemme viktige parametere som for eksempel resonansfrekvens og impedans. Nedenfor er det vist enkel teori for frekvens og ekvivalentkrets som brukes for å regne ut noen sentrale parametere.

2.2.1 Frekvens

Den mekaniske resonansfrekvensen for den radiale contour mode disken er hovedsakelig bestemt av dets materialegenskaper og radius. Hvis en ser bort fra 2. ordens effekter p.g.a. tykkelse og endelig stammedimensjon kan en bestemme resonansfrekvensen ved å bestemme en numerisk løsning for f_0 ut fra disse likningene [29]:

$$\frac{J_0(\zeta/\xi)}{J_1(\zeta/\xi)} = 1 - \sigma, \text{ der} \quad (11)$$

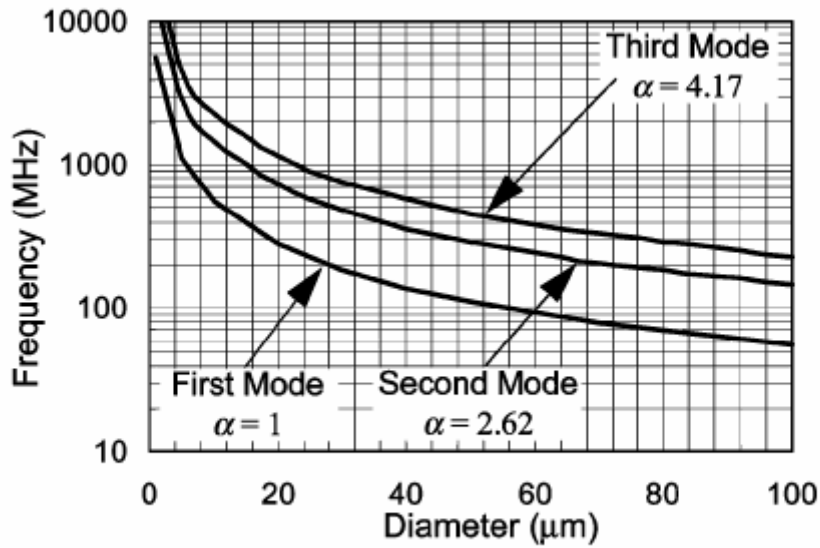
$$\zeta = 2\pi f_0 R \sqrt{\frac{\rho(2+2\sigma)}{E}}, \text{ og} \quad (12)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{2}{1-\sigma}}, \quad (13)$$

og R er radius til disken, E er Young's modulus, σ er Poisson's forhold, ρ er Poisson's tetthet og $J_n(y)$ er Besselfunksjonen av den første type orden n . Løsningene til disse likningene er periodisk så frekvensen til den i -ende mode korresponderer til den i -ende løsningen. Dette likningssettet gir ingen klar innsikt i hvordan den enkelte parameter påvirker frekvensen, så ved å ofre noe nøyaktighet kan en forkorte de lite intuitive formlene (6)-(8) ned til [24]:

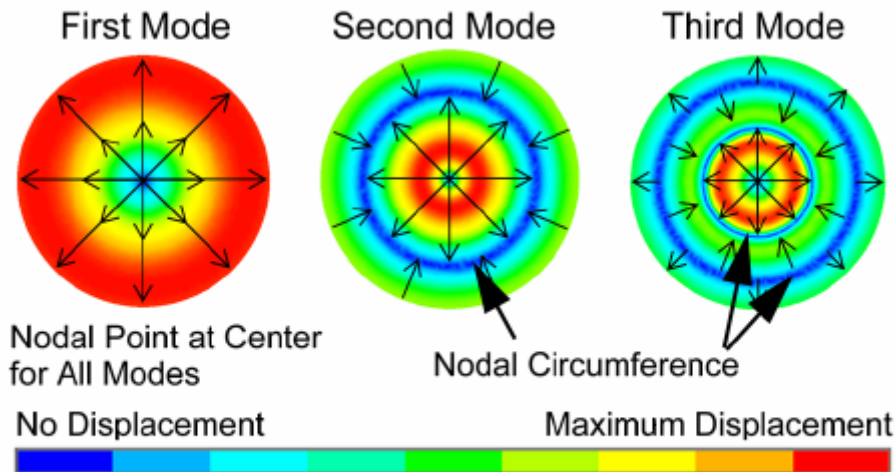
$$f_0 = \frac{\kappa\alpha}{R} \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (14)$$

der κ er en parameter som er avhengig av Poisson's forhold ($\kappa = 0,342 \text{ MHz}/\mu\text{m}$ for polysilisium [30]) og α avhenger av ordenen til den ønskede moden. Fra (14) ser vi at resonansfrekvensen til en disk er omvendt proporsjonal med radiusen. I figuren under ser en verdiene av α for de tre første modene. En interessant sak som kan legges merke til her er at hvis man gjør bruk av høyere node kan en få en høyere resonansfrekvens uten å redusere diskdiameteren noe. Dette gjør at disken blir enklere å produsere, og ved hjelp av dette kan en få kapasitet som ligger godt innenfor det IC industrien opererer med.



Figur 9: Plott av frekvens mot diskdiameter [24]

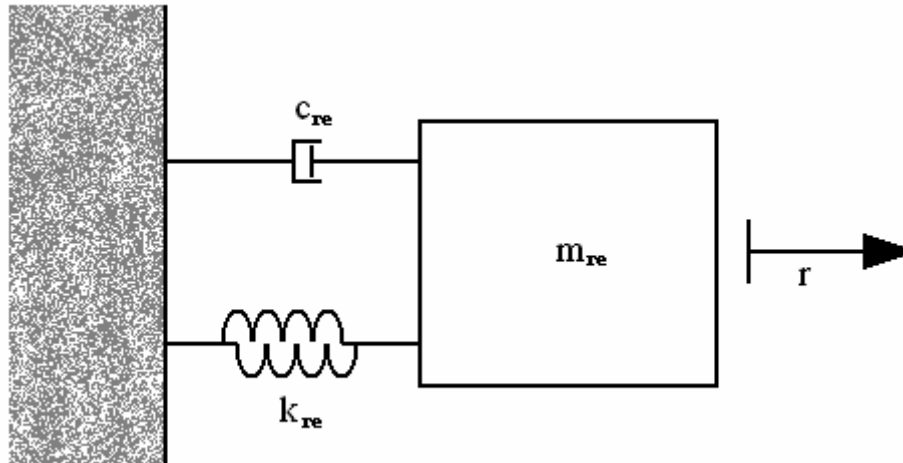
Med mode mener man en bestemt type operasjon, eller i dette tilfellet vibrasjon, for disken. Den første moden er når hele disken flytter seg i fase langs radiusen slik at maks utslaget er ved kanten av disken og midten av disken er i ro. I den andre moden får man et punkt til som er stasjonær nærmere bestemt en sirkel og fasen til vibrasjonen reverseres. Den tredje noden adderer enda en sirkel som er stasjonær og vibrasjonsfasen snur utover igjen. En har nå tre forskjellige vibrerende områder på disken. Under er det vist et bilde av dette.



Figur 10: Contour plott av disken som vibrerer [24]

2.2.2 Mekanisk ekvivalent modell

Alle vibrasjonssystemer kan bli representert av en ekvivalent mekanisk modell, og diskresonatoren er i så måte ingen unntak. En modell av diskresonatoren inkluderer en bevegelig masse, m_{re} , som er koblet til en stasjonær base gjennom en fjær, k_{re} , og et dempeledd, c_{re} (se figuren under).



Figur 11: Ekvivalent mekanisk modell

Den ekvivalente massen, m_{re} , ved et hvilket som helst punkt på disken blir bestemt ut fra den totale kinetiske energien i resonatoren og farten i det punktet, gitt av denne formelen [24]:

$$m_{re} = \frac{KE_{tot}}{\frac{1}{2}V(R)^2} = \frac{2\rho\pi t}{V(R)^2} \int_0^R rV(r)^2 \partial r = \frac{2\rho\pi t}{J_1(hR)^2} \int_0^R rJ_1(hr)^2 \partial r, \text{ der} \quad (15)$$

$$V(r) = \omega_0 h J_1(hr), \text{ og} \quad (16)$$

$$h = \sqrt{\frac{\omega_0^2 \rho}{\frac{2E}{2+2\sigma} + \frac{E\sigma}{1-\sigma}}} \quad (17)$$

Og der KE_{tot} er den totale maksverdien av den kinetiske energien i det vibrerende systemet, $V(r)$ er den radielle hastigheten av et punkt med avstand r fra senteret, t er tykkelsen på disken og $\omega_0 = 2\pi f_0$. "e" notasjonen i m_{re} betyr at den ekvivalente masseverdien korresponderer med elektrodeplasseringen, i dette tilfellet langs kanten av disken. Denne massen kan forklares nærmere ved denne formelen [24]:

$$m_{re} = xM_{tot} = x\rho\pi R^2 t \quad (18)$$

Der M_{tot} er den totale statiske massen, og x er et forholdstall. For fjæra i systemet kalt den effektive stivheten, k_{re} , ved kanten av disken, har en følgende sammenheng til den dynamiske massen, m_{re} [24]:

$$k_{re} = \omega_0^2 m_{re} \quad (19)$$

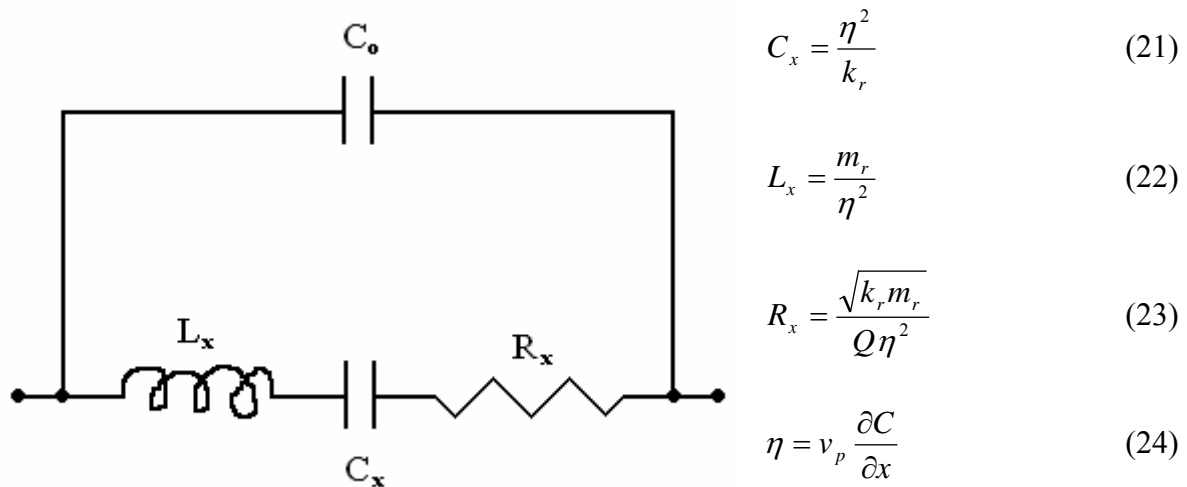
Stivheten er med andre ord lik den dynamiske massen multiplisert med resonansfrekvensen i radianer per sekund kvadrert. Til slutt har en dempeleddet, c_{re} , som er relatert til både dynamisk masse og stivhet, samt Q-faktoren til resonatoren [24]:

$$c_{re} = \frac{\sqrt{k_{re} m_{re}}}{Q} \quad (20)$$

I de fleste tilfeller er Q-verdien til resonatoren vanskelig å forutsi teoretisk, slik at dempelementet blir som oftest bestemt ut fra vitenskapelig erfaring.

2.2.3 Elektrisk ekvivalent krets

Diskresonatoren kan også modelleres som en elektrisk ekvivalent krets med motstand, induktans og kapasitans. Ved siden av figuren er likningene for kretselementene [26].



Figur 12: El. ekvivalentkrets for diskresonatoren

I figuren over tilsvarer R_x , L_x og C_x den vibrerende oppførselen til disken, mens C_0 er den statiske kapasitansen som en har mellom disken og elektrodene. Verdiene til de forskjellige kretselementene i ekvivalentkretsen til diskresonatoren blir bestemt av Q-faktor, elektromekanisk kobling η , effektiv masse m_r og stivheten k_r til resonatoren gitt av [26]:

$$m_r = \frac{\rho\pi}{4hJ_1(hR)} \int_0^R hJ_1(hr) \partial r, \quad (25)$$

$$k_r = \omega_0^2 m_r, \quad (26)$$

$$h = \sqrt{\frac{\omega^2 \rho}{\frac{2E}{2+2\sigma} + \frac{E\sigma}{1-\sigma^2}}}. \quad (27)$$

Her er $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 er resonansfrekvensen), og t er tykkelsen til resonatoren. I likhet med formlene i den mekaniske modelldelen så ser en at den effektive massen til en radiell contour mode disk er uavhengig av lokalisering på disken hvilket indikerer at alle punktene langs kanten på disken forflytter seg med samme hastighet. For øvrig er formlene også like og viser at en kan modellere resonatoren på flere måter. Når det gjelder seriemotstanden til bevegelsen av disken, R_x så må den minskes i mange applikasjoner for at man skal matche impedansen. Som en ser av formel (23) så kan en, når Q-faktoren er fast, øke DC spenningen, V_p og/eller maksimere $\partial C / \partial x$ delen. I mange praktiske sammenhenger er det slik at den maksimale spenningen, V_p , er begrenset av enten transistorteknologien som støtter resonatoren eller den tilgjengelige effektkilden. Derfor står en kun igjen med $\partial C / \partial x$ leddet som varierer med forholdet mellom disktykkelsen og kvadratet av gapet mellom disken og elektrodene. Tykkelsen er begrenset av teknologiprinsipper og av 2.ordens effekter som fører til at resonansfrekvensen avtar når tykkelsen øker. Det er derfor best å øke forholdet ved å minske avstanden mellom elektrodene og disken. Siden en har kvadratet av gapet i formelen, så vil små endringer av gapet, d , ha stor betydning for R_x , spesielt fordi en også har kvadratet av den elektromekaniske koblingen i formelen for R_x . Dermed er R_x omvendt proporsjonal med gapet opphøyd i 4.

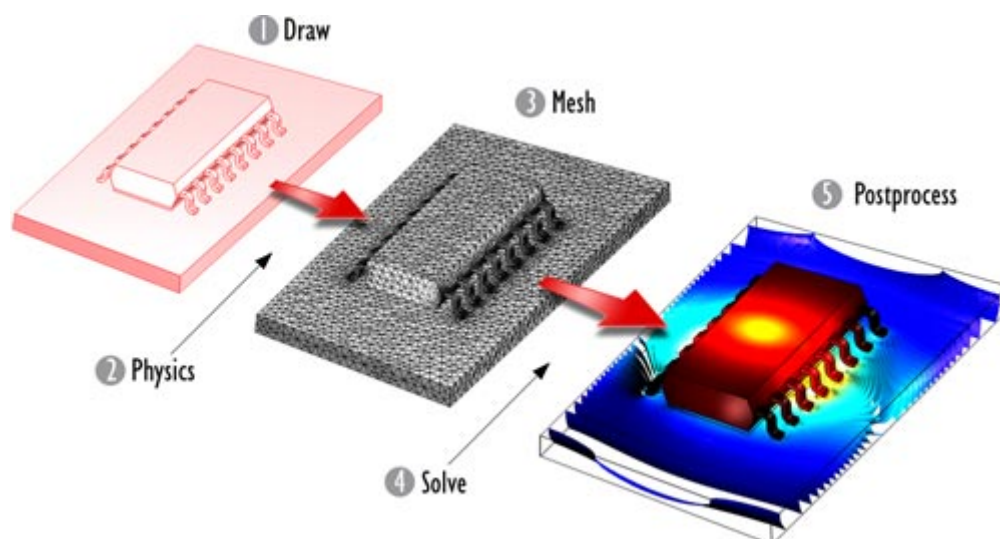
3 Om simuleringen

I dette kapitlet kommer en oversikt over hvordan simuleringen blir gjort, hva slags modell en gikk ut fra samt utregning av teoretiske frekvensverdier. Dette for å lette forståelsen av simuleringresultatene som følger i neste kapittel. Aller først kommer en forklaring på simuleringprogrammet som er brukt i denne oppgaven.

3.1 COMSOL Multiphysics

Det som begynte som programkode i et kurs ved Royal Institute of Technology i Stockholm, har i dag blitt en modelleringspakke for simulering av enhver fysisk prosess som en kan beskrive ved partielle differensiallikninger. Programmet, som tidligere het FEMLAB, bruker "Finite Element Method" (FEM) analyse for å simulere koblede fenomener eller multifysikk. FEM er en metode for å tilnærme seg en løsning på partielle differensial-likninger og for integrallikninger. Dette gjøres ved at området det skal løses over blir delt opp i mange underområder (mesh) som det regnes på hver for seg før resultatet blir satt sammen med løsningene til de andre underområdene. Programmet er nokså stort og kraftig (en brukerlisens koster ca. \$8000) men er likevel ganske enkelt i bruk.

COMSOL Multiphysics har mange innebygde moduler som gjør at det er lett å modellere de fleste fenomen. Gangen i denne modelleringen er at man først starter med å tegne det man har tenkt å simulere på. Deretter fylles inn de nødvendige fysiske parametrene som programmet trenger å vite før det deles opp i subområdene. Deretter løser programmet det den blir bedt om gjennom simuleringen og man kikker i etterpå hvordan løsningen ble. Under er det vist et bilde av denne arbeidsgangen, der man får fram temperaturfordelingen i en IC-pakning.



Figur 13: De forskjellige trinnene ved modellering [31]

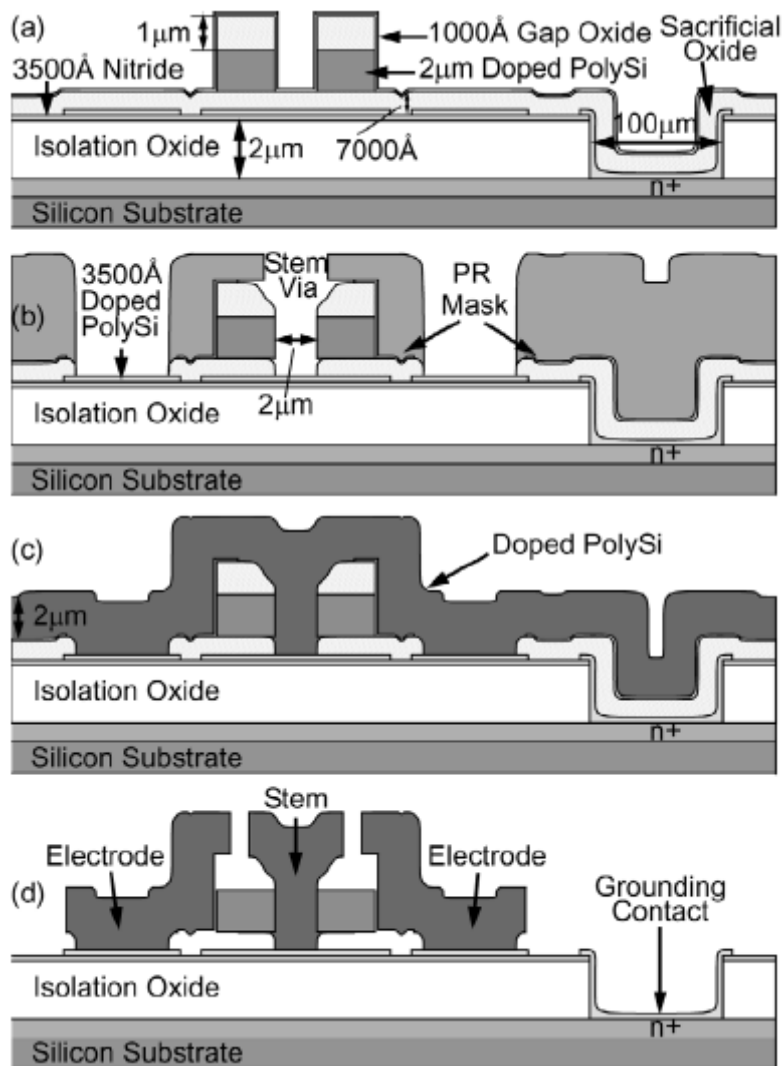
3.2 Hvordan simuleringen gjennomføres

Hensikten med simuleringa er å finne ut hva slags størrelsesparametre som er best egnet til diskresonatoren. Tre forskjellige parametre blir endret på, disse er diskradius, disktykkelse og stammeradius, der en undersøker sammenhengen mellom disse og frekvensen man får, samt Q-faktoren. Det er videre to typer simuleringer som gjennomføres. Den ene som kalles "eigenfrequency" er en såkalt modal analyse der man finner resonansfrekvensene (modene) til disken. Ut fra de teoretiske verdiene ser man omtrent hvor de er slik at man kan velge rett område for simuleringen. Den andre simuleringstypen er "frequency response" der en gjør et smalt frekvenssveip rundt området der egenfrekvensen var for å finne det nøyaktige utslaget, til disken, som gjerne blir større jo smalere området man simulerer over. Det man har brukt i denne oppgaven er et område på 5kHz rundt egenfrekvensen og en oppløsning på 200 frekvenspunkter. For å lage lista med 200 punkter brukes funksjonen linspace og man velger i tillegg området hvor man simulerer over. I tillegg kan man legge til den frekvensen hvor toppen var som man fant ut ved forrige simulering, slik det ble gjort i denne oppgaven. Dette sikrer at toppen blir med uavhengig av det valgte området. I tillegg ble det her brukt funksjonen "unique" som sorterer frekvensene i lista fra lavest til høyest og passer på at ingen frekvenser dupliseres, dvs forekommer flere ganger. Et eksempel på kode som kan angi domenet til frekvensresponssimuleringa blir da følgende:

```
unique([linspace(1.50389e8,1.50394e8, 200),1.503990910165175E8])
```

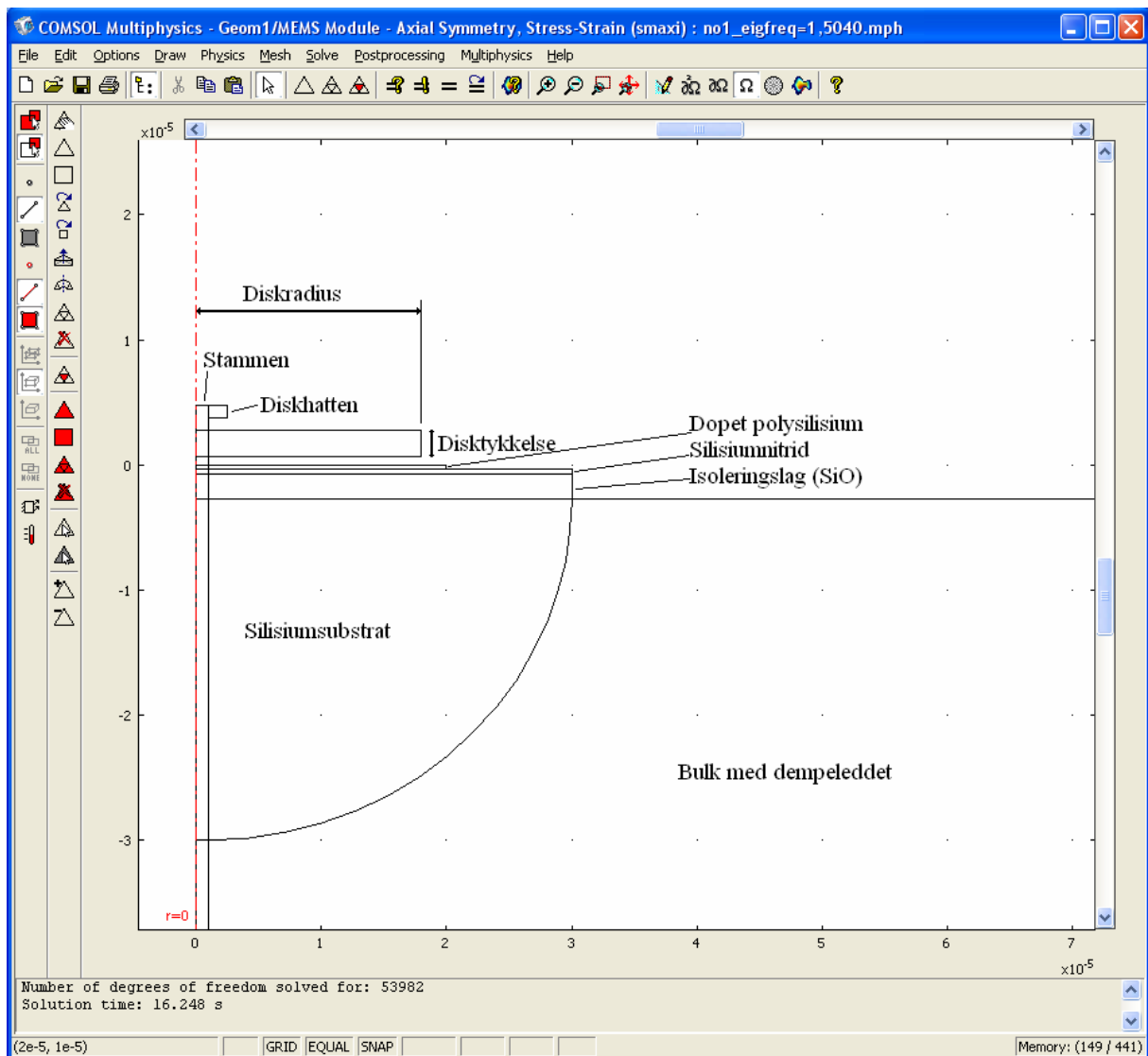
3.3 Simuleringsmodellen

Basis for denne modellen er hentet fra den vitenskapelige artikkelen *1.156-GHz Self Aligned Vibrating Micromechanical Disk Resonator* skrevet av Jing Wang, Zeying Ren og Clark T.-C. Nguyen [30]. Som tidligere forklart er fordelene med en perfekt sentrert stamme på disken klare, fordi man oppnår høyere egenfrekvens og høyere Q-faktor. I produksjonen av denne disken vil man få en ekstra tupp oppe på disken som følge av det selvsentrerende prosesstrinnet (se figur under). Denne tuppen har ikke så mye å si for ytelsen av diskresonatoren men man bør likevel ta den med i modellen av disken.



Figur 14: Produksjonstrinn ved selvcentrerende stamme [30]

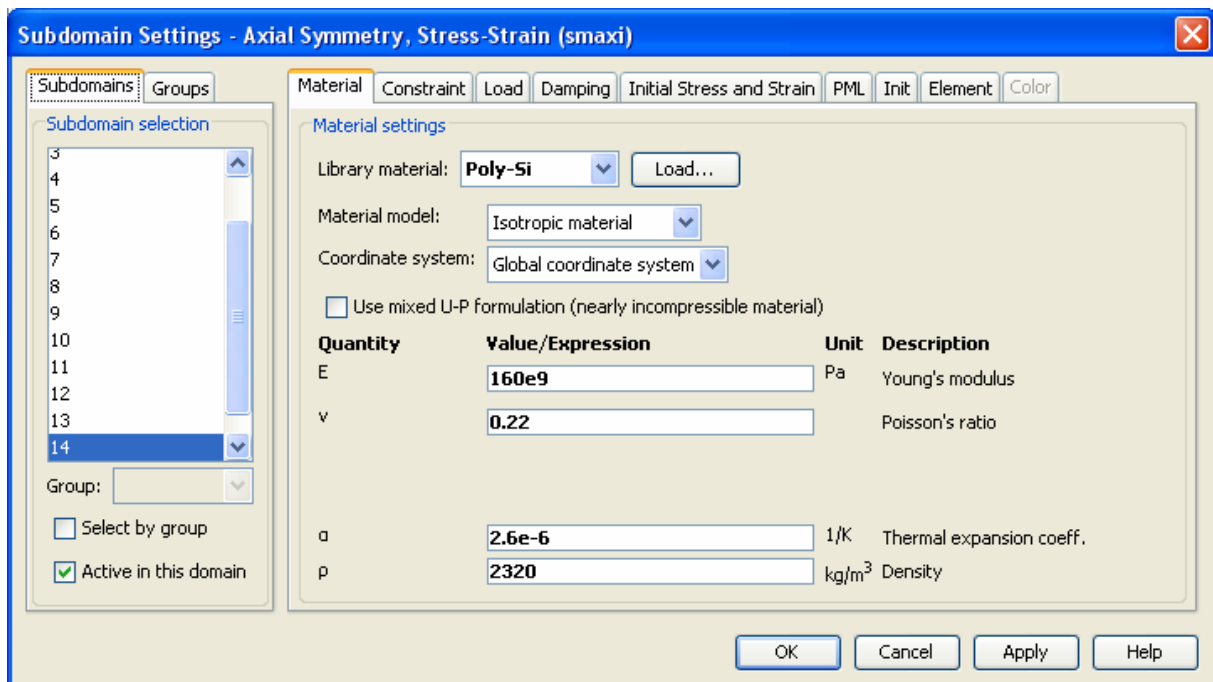
En kan videre gjøre bruk av aksesympetri i COMSOL når en skal lage modellen, noe som forenkler tegningen en god del siden man kan tegne en 2D figur i stedet for en 3D figur. En annen ting som er viktig å tenke på når man lager modellen er at noe av vibrasjonene i disken vil gå over i stammen og videre ned i substratet. Det er ønskelig at man har et uendelig stort substrat slik at ikke bølgene reflekterer tilbake igjen og opp til disken. Da dette er litt vanskelig lager man i stedet et dempeledd i bulkdelen av underlaget. Under er det et bilde av den ferdige modellen.



Figur 15: Den ferdig tegnede modellen

Her ser en igjen alle delene av diskstrukturen som man hadde i den forrige figuren i en noe forenklet utgave. Elektrodene er ikke tegnet i denne modellen fordi en bare kan sette på en kraft på kanten av disken fra menyen i COMSOL. Det er for øvrig disken som er interessant uansett. Ser også at bulk-delen er forholdsvis stor i forhold til resten av disken. Dette må den være for at svingningene skal dø ut før de kommer tilbake til stammen og disken. Legg også merke til at stammen blir en del av diskradien slik at en må ta hensyn til dette når parametrene skal endres.

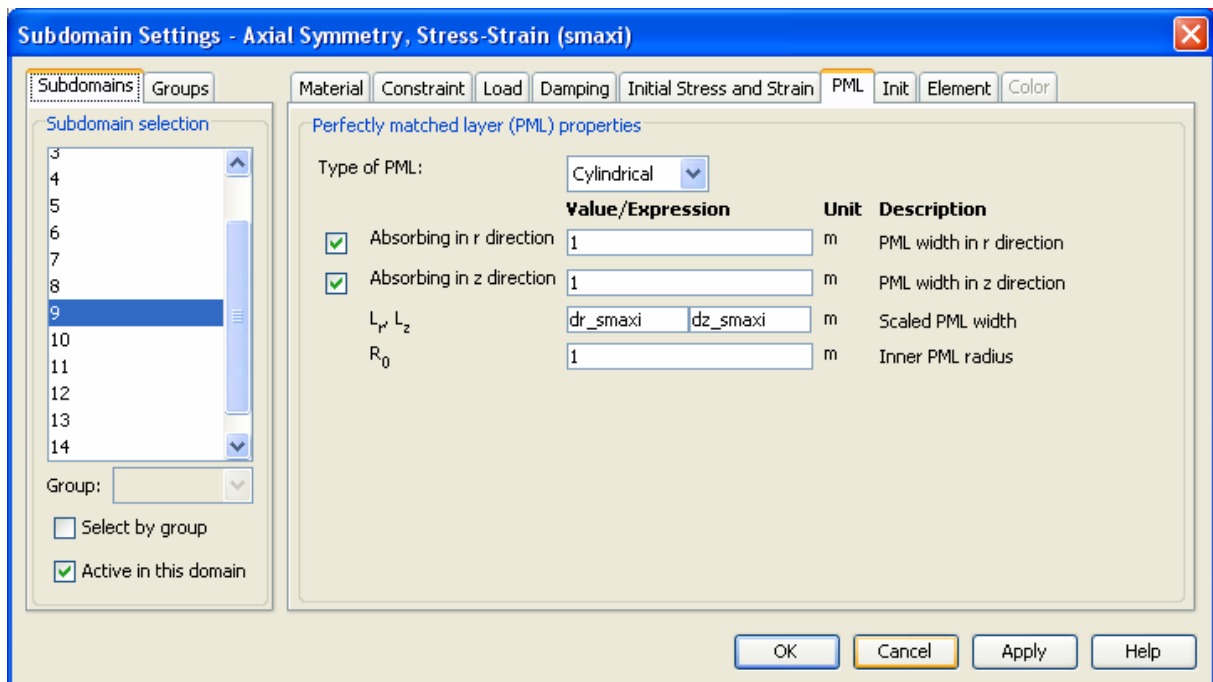
Når modellen er ferdig må en velge hvilket materiale de forskjellige delene skal ha. I COMSOL er det innebygd liste over materialer med tilhørende parameterverdier så man slipper å skrive de inn manuelt. Verdiene er viktig når en skal regne ut resonansfrekvensen til disken. Under ser en parameterverdiene for disken i polysilisium.



Figur 16: Parameterverdier for disken

Det må også bestemmes hvor mye kraft en skal bruke som påtrykk på kanten til disken. For å finne ut hvor mye påtrykk en skal bruke, kan man bruke formelen $F_x = \frac{1}{2} V^2 \frac{\epsilon A}{d^2}$, der V er spenningen man ønsker å påtrykke, ϵ er permitiviteten til disken, A er kontaktarealet mellom elektrode og disk og d er avstand mellom elektrode og disk. I dette tilfellet ble kraften alt for høy og man fikk for stort utslag på disken. Kraften ble derfor redusert til 1.

Når det gjelder dempeleddet som modellen har så er det i denne oppgaven brukt et såkalt PML dempeledd. Dette er den eneste dempingen som er i modellen. Perfectly Matched Layer (PML) sikrer at all vibrasjonen som går ned i substratet dør ut i det matchede laget, i motsetning til hvis dette laget ikke var helt matchet. Da ville man ha fått refleksjoner tilbake igjen. Under er det vist bilde av hvordan PML dempingen ble satt opp i COMSOL for denne modellen.



Figur 17: Demepleddet i bulk

3.4 Teoretiske frekvensverdier

Av de tre parametrene som det skal endres på er det bare diskradiusen som er bestemmer hvilken resonansfrekvens en får. Dette er ikke helt korrekt, da formelen for frekvensen som man kom fram til tidligere i rapporten er litt forenklet. Men de andre parametrene er

ubetydelige slik at en bruker den forenklete formelen. En har da fra (14) at $f_0 = \frac{\kappa\alpha}{R} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$, der

κ var 0.342. α er som sagt avhengig av hvilken mode en er i og i følge [24] er $\alpha = 1$ for 1. mode, 2.62 for 2. mode og 4.17 for 3. mode. Parameterverdiene for E og ρ finner en i figur 16 i forrige avsnitt der har en $E = 160$ GPa og $\rho = 2320$ kg/m³. Videre er det tre forskjellige verdier av diskradiusen (R) som er simulert nemlig 16 μ m, 18 μ m og 20 μ m. En kan dermed regne seg fram til disse teoretiske frekvensverdiene, der alle frekvenstall er i MHz:

Tabell 2: Teoretiske frekvensverdier

		Diskradius (m)		
		1,60E-05	1,80E-05	2,00E-05
α	κ	0,342	0,342	0,342
	E (Pa)	1,60E+11	1,60E+11	1,60E+11
	ρ (mg/ μ m ³)	2,32E+15	2,32E+15	2,32E+15
1	1.mode (f ₀)	1,7751E+02	1,5779E+02	1,4201E+02
2,62	2.mode (f ₂)	4,6508E+02	4,1340E+02	3,7206E+02
4,17	3.mode (f ₃)	7,4022E+02	6,5797E+02	5,9217E+02

4 Simuleringsresultater

I denne oppgaven har man altså kun simulert på selve diskresonatoren uten elektrodene rundt. Det er bare satt på en kraft i COMSOL Multiphysics som tilsvarer kraften som disken ville ha fått av elektrodene. Når man har elektroder rundt disken er det også naturlig at man har en DC spenning påtrykt disken. Grunnen til dette er forklart nærmere i avsnittet om Comb Drive resonator. Det er ikke brukt noe påtrykt spenning på disken her, siden elektrodene mangler, men DC spenningen som kommer til når enheten testes med elektroder er så liten at den vil ikke øke det interne stresset i disken, slik at en trenger ikke ta hensyn til dette når disken testes nå. Når en ikke har med den tilhørende elektriske kretsen i simuleringen er det og også naturlig at Q-verdiene ligger en del høyere enn de ville med en komplett enhet, noe som vises på resultatene. En kommer tilbake til dette senere.

4.1 Simulert frekvens

Fra den modale analysen i COMSOL fikk en ut frekvensene for de forskjellige modene. Siden det bare er diskradius som spiller noen særlig rolle for frekvensen, ble det bare simulert med endring av denne ene parameteren. Resultatene er gitt i tabellen under, der alle tall er i Hz.

Tabell 3: Simulerte frekvensverdier

	Diskradius		
	16 μ m	18 μ m	20 μ m
1.mode (f0)	1,6933E+08	1,5044E+08	1,3539E+08
2.mode (f2)	4,5487E+08	4,0440E+08	3,6413E+08
3.mode (f3)	7,2471E+08	6,4280E+08	5,7931E+08

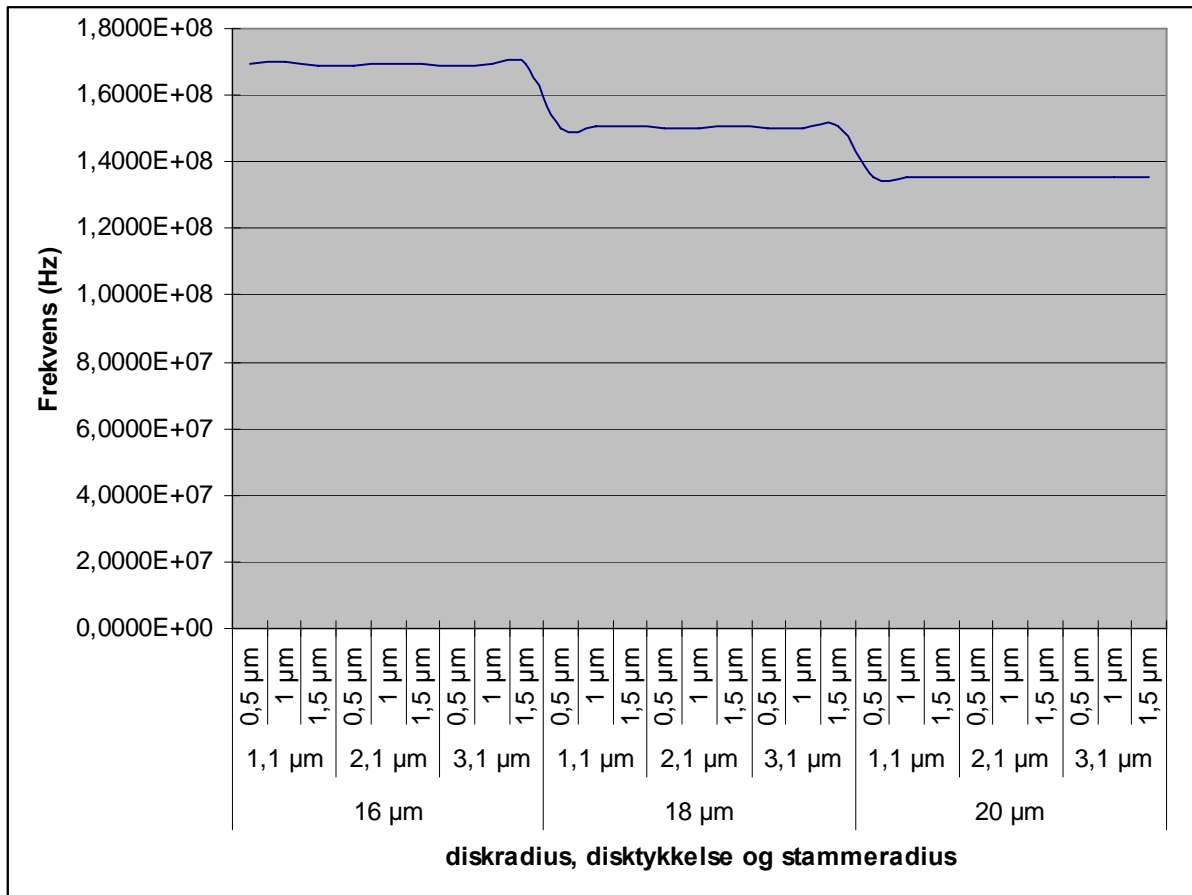
Disse verdiene lå alle litt lavere enn den teoretiske verdien. Grunner til dette vil man komme mer tilbake til i diskusjonsdelen, men det kan enkelt og greit skyldes unøyaktighet i formelen siden det er omtrent samme avvik for alle diskradiene innen de forskjellige modene. Hvis en ser på prosent avvik er det likevel ikke så forskjellig fra de teoretiske verdiene. For 2. og 3. mode er den jevnt over et avvik på litt over 2 %. Under er avvikene gitt i en tabell

Tabell 4: Frekvensavvikene gitt i prosent

	Diskradius		
	16 μ m	18 μ m	20 μ m
1.mode (f0)	4,608036958	4,653104914	4,663277
2.mode (f2)	2,194364072	2,177162562	2,131471
3.mode (f3)	2,094728347	2,305477783	2,172071

Når en gikk videre til frekvensrespons-simuleringen så var det interessant å endre på to andre parametere i tillegg, så totalt 3 parametere som hver ble variert med tre forskjellige verdier. Dette ga $3^3 = 27$ mulige kombinasjoner for diskresonatoren. Som nevnt tidligere så er det bare diskradiusen av de tre parametrene som, i følge formelen, gir utslag på frekvensen og dette

gjenspeiler seg også i figuren under der en kan se en trappelignende form på grafen som et resultat av dette.



Figur 18: Frekvensgraf av alle testede diskkombinasjoner

En kan også se ut fra denne figuren at grafen ser ut til å stige svakt bortover x-aksen innenfor hver diskradius og når en liten topp før den går over til neste ”frekvenstrinn”. Det ser med andre ord ut som det er en svak sammenheng mellom frekvensen og disktykkelsen. I følge teorien har disktykkelsen ingenting å si for resonansfrekvensen slik at dette er nok bare et sammentreff.

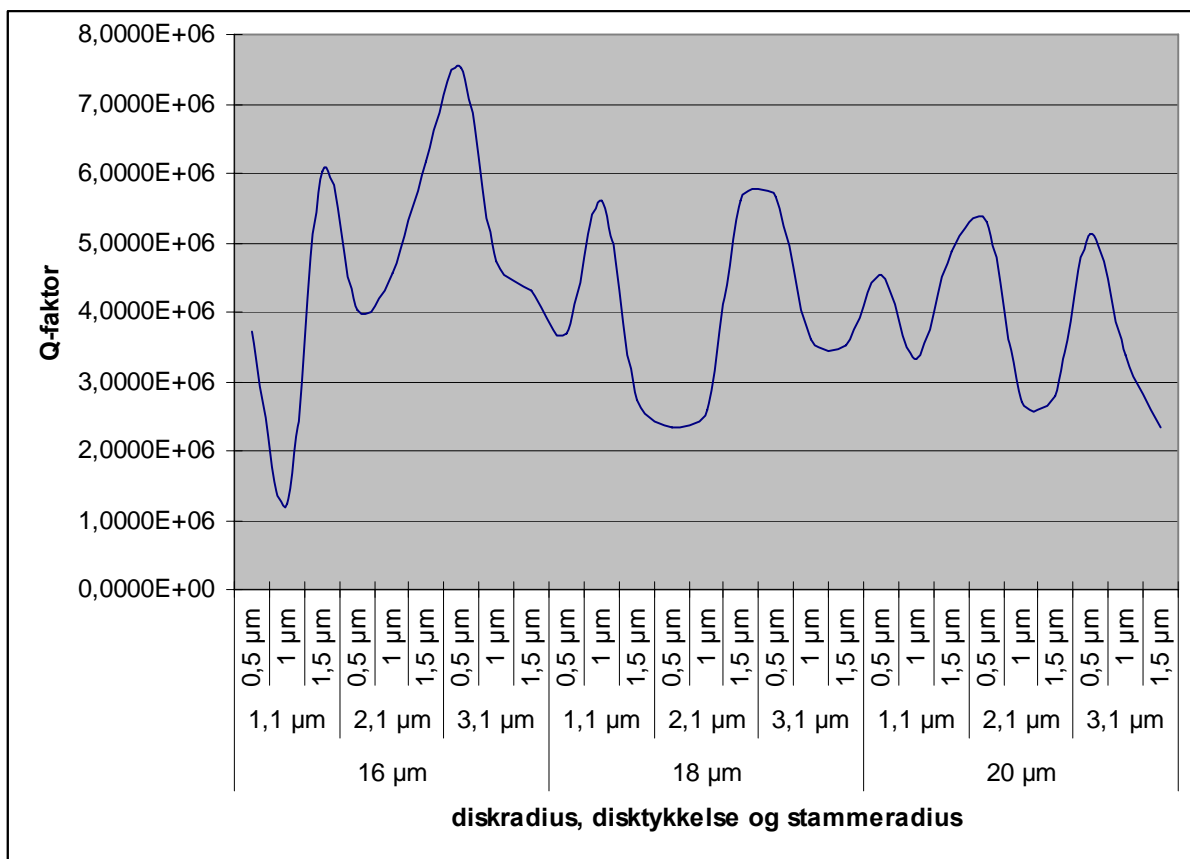
Det er dessverre ikke sett nærmere på hvordan frekvensen vil fortone seg for de andre modene ved alle diskkombinasjonene, da det, som nevnt i forordet, ble problemer med simuleringa underveis, noe som førte til at det ble liten tid mot slutten. Det som kunne vært interessant å se er om dette har gitt større frekvensforskjeller innen samme diskradius enn for 1. mode.

4.2 Oppnådd Q-faktor

Som nevnt tidligere så vil Q-faktoren i denne simuleringen ligge høyere enn når hele enheten simuleres. Gjennomsnittet på Q-faktoren var ca. 4 millioner, noe som er nokså usannsynlig i

praksis. Det en heller skal fokusere på i denne simuleringa er hvordan Q- faktoren endret seg når parameterverdiene ble endret.

I følge avsnittet om Q-faktor er det enkelt å finne Q-faktoren ved den enkelte frekvensen. Man tar simpelthen og deler egenfrekvensen på båndbredden (se avsn. Q-faktor). For å finne båndbredden må man inn i grafen til amplituden i radiell retning og finne akkurat hvor kurven har halv verdi. Det sier seg selv at dette ikke blir hundre prosent nøyaktig, men det skal være bra nok til å gi en pekepinn. Resultatene ved denne simuleringa kan imidlertid tyde annerledes, da det ikke er noen klar sammenheng i Q-faktoren ved de forskjellige testede størrelsene. Problemet er at en har veldig smal båndbredde ved de forskjellige frekvensene slik at en liten unøyaktighet ved avlesing gir en stor feil på Q-faktoren når dividenden er veldig stor i forhold til divisoren. Under er det vist en kurve over de Q-verdiene man fikk.



Figur 19: Graf over Q-verdiene ved simuleringen

Denne figuren blir lett uoversiktlig fordi Q-faktorene spiker så mye. Hvis en i stedet ser på gjennomsnittet av Q-faktoren med hensyn på parametrene disktykkelse og stammeradius så får en litt jevnere tall:

Tabell 5: Gjennomsnittlig Q-faktor

	Gjennomsnittlig Q-faktor	
	Disktykkelse	Stammeradius
1,1µm;0,5µm	3,9735E+06	4,6529E+06
2,1µm;1µm	4,0079E+06	3,5324E+06
3,1µm;1,5µm	4,4673E+06	4,2633E+06

Ut fra denne tabellen ser en at Q-faktoren øker med økende disktykkelse. Dette lyder litt rart, når det er slik at økende disktykkelse fører til økt stivhet som fører til at mer vibrasjonsenergi går i stammen og Q-verdien faller. En ser videre at Q-faktoren er størst når stammeradien er minst noe som stemmer bra, fordi en økt stammeradius fører til økt energioverførsel til stammen, ved at man får større kontaktflate der overføringen kan finne sted.

For å lettere se hvilke diskparametere man har ved de forskjellige Q-verdiene har man i neste tabell satt opp Q-verdiene i synkende rekkefølge med de tilhørende parameterverdiene.

Tabell 6: De ordnede Q-faktorene med tilhørende parametere

Q - faktor	Diskradius	Disktykkelse	Stammeradius
7,5138E+06	16 µm	3,1 µm	0,5 µm
6,1622E+06	16 µm	2,1 µm	1,5 µm
6,0396E+06	16 µm	1,1 µm	1,5 µm
5,6500E+06	18 µm	3,1 µm	0,5 µm
5,5963E+06	18 µm	2,1 µm	1,5 µm
5,5948E+06	18 µm	1,1 µm	1 µm
5,2852E+06	20 µm	2,1 µm	0,5 µm
5,1239E+06	20 µm	3,1 µm	0,5 µm
4,8613E+06	20 µm	1,1 µm	1,5 µm
4,7398E+06	16 µm	3,1 µm	1 µm
4,5695E+06	16µm	2,1 µm	1 µm
4,5261E+06	20 µm	1,1 µm	0,5 µm
4,3236E+06	16 µm	3,1 µm	1,5 µm
4,0264E+06	16 µm	2,1 µm	0,5 µm
3,7185E+06	16 µm	1,1 µm	0,5 µm
3,6946E+06	18 µm	1,1 µm	0,5 µm
3,6053E+06	18 µm	3,1 µm	1 µm
3,5152E+06	18 µm	3,1 µm	1,5 µm
3,3912E+06	20 µm	3,1 µm	1 µm
3,3352E+06	20 µm	1,1 µm	1 µm
2,7872E+06	20 µm	2,1 µm	1,5 µm
2,7416E+06	18 µm	1,1 µm	1,5 µm
2,7179E+06	20 µm	2,1 µm	1 µm
2,5885E+06	18 µm	2,1 µm	1 µm
2,3427E+06	20 µm	3,1 µm	1,5 µm
2,3379E+06	18 µm	2,1 µm	0,5 µm
1,2497E+06	16µm	1,1 µm	1 µm

En ser at ingen av toppverdiene til Q-faktoren inntreffer når diskradien er 20 µm. Videre at de tre største verdiene inntreffer når diskradien er 16 µm. Av dette kan en slutte at Q-faktoren

minker når diskradien øker. Dette gir mening fordi en større disk får større tap til blant annet luft, fordi det er en større vibrasjonsoverflate som er i kontakt med luft. Det er også større sannsynlighet for krystallfeil i en stor disk enn en liten disk som også gir tap.

4.3 Oppsummering

Som man så i forrige avsnitt så er det fullt mulig å trekke ut informasjon av de oppnådde tallene for Q-faktoren, selv om disse spriker mye. Da simuleringen ble foretatt ble tallene man fikk utfylt fortløpende i en tabell. Denne tabellen følger her, fordi den på mange måter oppsummerer hva som ble oppnådd under simuleringen.

Tabell 7: Oppsummering av simuleringen

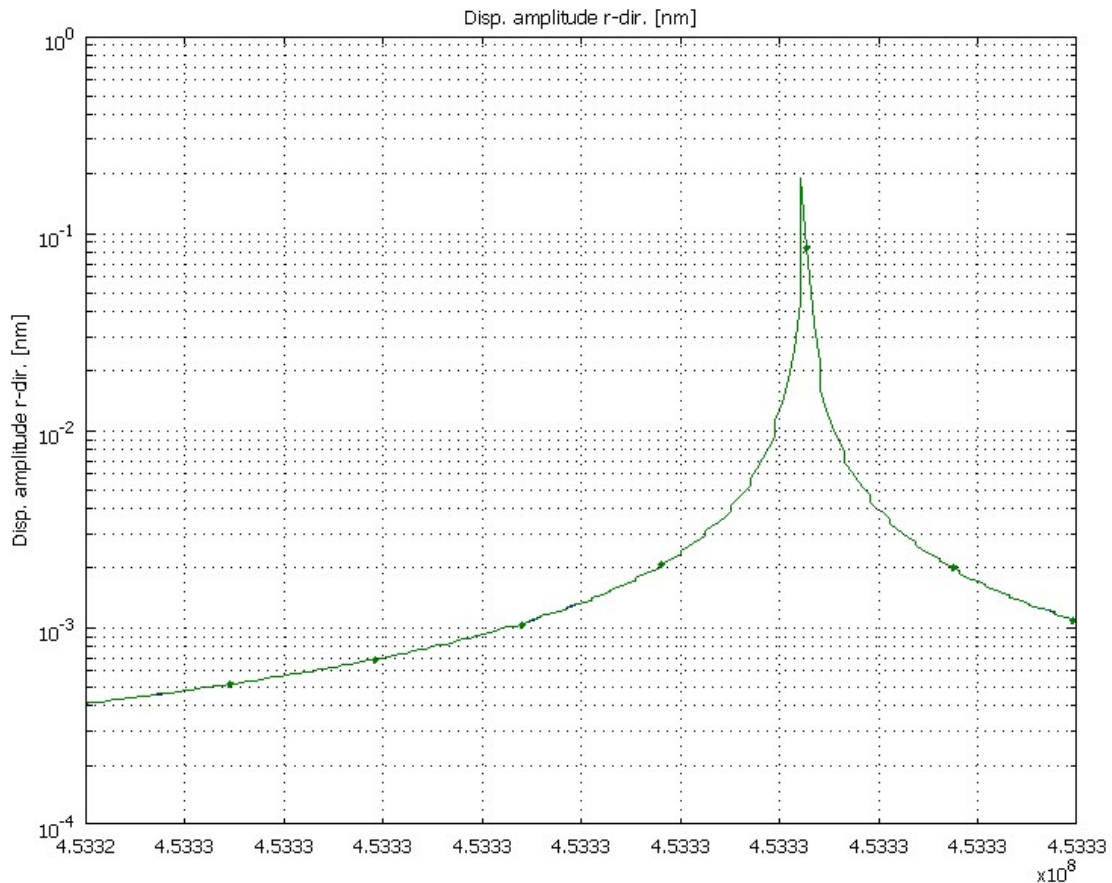
Diskradius	Disktykkelse	Stamme radius	Eigenfrekvens (f ₀)		Δf	Q - faktor	Radiell (nm)	
			Modal analyse	Frekv. respons			Displacement	Amplitud e
16 μm	1,1 μm	0,5 μm	1,6919E+08	1,6919E+08	45,5	3,7185E+06	-0,7015; 0,3063	0,70155
		1 μm	1,6972E+08	1,6996E+08	136	1,2497E+06	-0,0612; 0,0644	0,12816
		1,5 μm	1,7136E+08	1,6911E+08	28	6,0396E+06	-1,0042; 0,2431	1,26868
	2,1 μm	0,5 μm	1,6911E+08	1,6911E+08	42	4,0264E+06	-0,6351; 0,32	0,6351
		1 μm	1,6922E+08	1,6921E+08	37,03	4,5695E+06	-1,1096; 0,2656	1,11
		1,5 μm	1,6947E+08	1,6946E+08	27,5	6,1622E+06	-2,4057; 0,2359	2,4866
	3,1 μm	0,5 μm	1,6906E+08	1,6906E+08	22,5	7,5138E+06	-14,545; 0,2146	71,4253
		1 μm	1,6921E+08	1,6921E+08	35,7	4,7398E+06	-0,2704; 1,1176	1,14628
		1,5 μm	1,6956E+08	1,6966E+08	39,24	4,3236E+06	-0,2135; 0,1859	0,49758
18 μm	1,1 μm	0,5 μm	1,5038E+08	1,5037E+08	40,7	3,6946E+06	-0,217; 10,4468	10,4563
		1 μm	1,5052E+08	1,5050E+08	26,9	5,5948E+06	-1,597; 0,2442	1,64235
		1,5 μm	1,5185E+08	1,5079E+08	55	2,7416E+06	-0,315; 0,4277	0,47862
	2,1 μm	0,5 μm	1,5033E+08	1,5033E+08	64,3	2,3379E+06	-0,4027; 0,4485	0,44852
		1 μm	1,5040E+08	1,5039E+08	58,1	2,5885E+06	-0,5176; 0,3619	0,51765
		1,5 μm	1,5056E+08	1,5054E+08	26,9	5,5963E+06	-0,8792; 0,2143	4,57387
	3,1 μm	0,5 μm	1,5029E+08	1,5029E+08	26,6	5,6500E+06	-0,252; 1,345	1,3453
		1 μm	1,5036E+08	1,5034E+08	41,7	3,6053E+06	-0,8646; 0,279	0,88215
		1,5 μm	1,5051E+08	1,5045E+08	42,8	3,5152E+06	-0,2336; 0,3791	0,67595
20 μm	1,1 μm	0,5 μm	1,3533E+08	1,3533E+08	29,9	4,5261E+06	-0,2719; 0,9635	0,96353
		1 μm	1,3542E+08	1,3541E+08	40,6	3,3352E+06	-0,6065; 0,3274	0,60652
		1,5 μm	1,3565E+08	1,3563E+08	27,9	4,8613E+06	-0,236; 1,9327	1,93275
	2,1 μm	0,5 μm	1,3531E+08	1,3530E+08	25,6	5,2852E+06	-2,478; 0,232	2,47803
		1 μm	1,3535E+08	1,3535E+08	49,8	2,7179E+06	-0,3537; 0,535	0,53495
		1,5 μm	1,3547E+08	1,3546E+08	48,6	2,7872E+06	-0,5446; 0,3513	0,54467
	3,1 μm	0,5 μm	1,3527E+08	1,3527E+08	26,4	5,1239E+06	-0,2412; 1,725	1,72495
		1 μm	1,3532E+08	1,3531E+08	39,9	3,3912E+06	-0,2736; 0,9689	0,969
		1,5 μm	1,3542E+08	1,3541E+08	57,8	2,3427E+06	-0,3488; 0,5624	0,56274
Gjennomsnitt					42,33	4149557,17	-1,0451; 0,9146	4,10137

Det viste seg under simuleringen at frekvensene var marginalt forskjellige for den modale analysen i forhold til frekvensresponsen. Av denne grunn ble det ført opp begge frekvensene. Det er også ført opp både radielt utslag og radiell amplitude. Når det gjelder utslaget så betyr minustegnet at disken trekker seg sammen, med andre ord skjer bevegelsen i negativ x-retning. Når det gjelder amplituden i radiell retning så er det her en verdi som skiller seg veldig ut fra de andre. Verdien i tilfellet der diskradien er 16 μm , disktykkelsen er 3,1 μm og stammeradien er 0,5 μm er over 70 nm. Dette kan være nyttig for hvis det er slik at disken responderer mye mer ved denne parametersammensetningen så vil man kunne lage en disk med veldig lavt strømforbruk. Til bruk i SMiDA er frekvensen for lav så en må bruke en høyere mode. Frekvensen på 2. mode til denne disken er på 453,31MHz som er i det området som er ønskelig. Etter en frekvensresponssimulering av denne moden kom man fram til følgende størrelser:

Tabell 8: Verdier for 2.mode

2.mode simulering ved str. 16 μm , 3,1 μm og 0,5 μm					
Mode	Eigenfrekvens	Båndbredde	Q-faktor	rad.displ.ment	rad. ampl.
2	4,5331E+08	1,4280E+03	3,1744E+05	-0,0846; 0,1886	1,9230E-10

Ser ut fra denne tabellen at Q-faktoren har minnet med en faktor på 10 fra 1. mode, noe som er relativt mye, men den er fortsatt ganske høy. Ser også at en fortsatt har en radiell amplitude på ca 0,2 nm, noe som er ganske bra siden en i mode 2 har, som nevnt tidligere, motsatt fase på vibreringen, og det er ved stammen at maks utslag vil være i denne moden. Figuren under viser denne radielle amplituden plottet mot frekvensen.

**Figur 20: 2. mode til 16 μm disken som er 3,1 μm tykk og har stammeradius på 0,5 μm**

Ut fra denne kan en se at kurven raskt blir breiere nedover, noe som henger sammen med den lavere Q-faktoren. For interesserte så finner en alle radielle amplitudeplottene i Vedlegg B-1.1 for alle simulerte frekvenser.

5 Diskusjon

Det foregående kapitlet har lagt fram resultatene etter simuleringen i COMSOL. Disse resultatene kan nok ikke taes bokstavelig, men de viser heller en trend for hvordan de forskjellige parametrene henger sammen osv. Noe av det første som står nevnt er de høye Q-faktorene en har oppnådd her. Det er klart at når en utelater den tilhørende elektriske kretsen og bare simulerer på diskresonatoren så vil en oppnå høyere Q-faktor. Dette fordi, som nevnt tidligere så er ikke denne type resonator så sårbar for luft, ergo vil ikke så mye av vibrasjonsenergien fra disken gå over i lufta. Da gjenstår det bare et hovedledd til som tapet kan føres gjennom nemlig stammen. En så også ut i fra resultatene at mindre stamme førte til høyere Q-faktor, men denne trenden var ikke så sterk. Denne trenden sammen med det faktum at Q-faktoren var så jevnt høy som den var, kan dette tyde på at tapet gjennom stammen ikke var så stort.

De frekvensverdiene man oppnådde i simuleringen var veldig stabile, som de også skulle være i følge teorien. Den forenklete formelen for frekvensen inneholder bare en variabel parameter, nemlig diskradien. De andre størrelsene i formelen er konstanter. Det som var litt merkelig med frekvensresultatene var at de var konsekvent litt lavere enn de teoretiske utregnede verdiene. Dette kan skyldes unøyaktighet i formelen, fordi når det dreier seg om så store tall som skal regnes ut, slik som GPa, så skal det ikke så store endringene til før frekvensen flytter seg mye. Tallene som en fikk ut fra COMSOL var ikke helt nøyaktige heller; noen størrelser hadde en nøyaktighet på 100, mens andre var rundet av til nærmeste tier. Dette sammen gir en usikkerhet i formelen, slik at når man oppnådde resultater som var 2 % unna teoretisk frekvens så var det godkjent.

Når det gjelder frekvensgrafene som viser alle testede frekvenser, så har den en tydelig trappeform, hvilket den også skulle ha. En kan imidlertid se noen ujevnheter innen selve trinnene som kunne tyde på at resonansfrekvensen økte med økende disktykkelse men dette er bare tilfeldigheter. Derimot er det slik at hvis disktykkelsen blir like stor eller større enn radien til disken så vil resonansfrekvensen gå ned.

Q-faktoren var veldig varierende og grafen over Q-verdiene som ble funnet viser ingen spesiell sammenheng mellom endring av parametrene og Q-faktoren. Dette er feil i forhold til teorien. Det denne grafen skulle ha vist var at Q-faktoren går ned med økende stammeradius, og at den også går ned med økende disktykkelse fordi en tykkere disk er også stivere og en stivere disk vil gi mer påstand i ankerfestet (kontaktområdet med stammen) enn en mykere disk og denne økte påstanden fører med seg mer energioverføring som betyr at Q-faktoren faller. At en ikke fikk frem dette i grafen skyldes nok at man har litt usikkerhet ved rett avlesing av verdi for båndbredden, fordi frekvensresponsen til en RF MEMS er veldig skarp, noe som gjør den til en attraktiv komponent å bygge filter av, men det gjør også at det blir vanskeligere å fastslå båndbredden. I etterpåklokskapens tegn kan en si at oppløsningen ikke var god nok fordi man ikke fikk fullt så buede topper som man ideelt sett burde ha hatt. Selv om det her ble brukt en oppløsning på 200 over et område på 5kHz som da gir et punkt per 2,5Hz så er toppene for diskresonatoren så smale at man kanskje burde hatt flere punkter per Hz i stedet. Selv om Q-faktorene spriket veldig så holdt de seg innenfor samme antall siffer.

Det er grunnet denne sprikende trenden at man også valgte å ta gjennomsnittet av Q-faktoren innen disktykkelse og stammeradius noe som ga et litt bedre resultat.

En har også en tabell der Q-faktorene er ordnet i synkende rekkefølge med de tilhørende parameterverdiene. Denne tabellen ville ha vært litt mer informativ hvis Q-faktorene hadde stemt litt bedre med teorien. En kan imidlertid observere at ingen av de høyeste Q-verdiene skjer med en disk på 20 μ m, mens tre av de høyeste verdiene inntreffer ved en diskradius på 16 μ m. I følge teorien er det også slik fordi en mindre disk vil ikke ha så stor koblingsfaktor til elementene rundt seg fordi den har en mindre flate der energi kan unnsnippe til luft. Dette fører til høyere Q-faktor og effekten av dette er mye klarere enn det tallene i tabellen skulle tilsi.

I tabellen som oppsummerer resultatene fra simuleringen er det et par ting å dvele litt med. For det første så viste det seg at frekvensene fra den modale analysen ikke stemte overens med frekvensene man fikk fra frekvensresponssimuleringen. Dette er litt merkelig da en skulle tro at disse var identiske. Dette førte til at egenfrekvensen fra den modale analysen havnet utenfor området til frekvensresponssimuleringen. På grafen var det også tydelig se at det slett ikke var noe toppunkt der den modale analysen hadde foreslått. Det ble til at man brukte frekvenstoppen fra frekvensresponsen videre fordi denne faktisk stemte med toppen. Det var heller ikke noe tegn til at toppen fra frekvensresponsen nærmet seg den andre frekvensen etter hvert som en simulerte over et stadig smalere område.

Videre i denne tabellen ser en at båndbredden ligger rundt 40 Hz med en verdi på 136 som skiller seg ut. Det at denne er så lav gir også sitt til at Q-verdien spriker. Selv om det bare skiller 0,2 Hz mellom to verdier så vil Q-faktoren til disse sprike med ca. 7000, når begge verdiene har samme egenfrekvens. Dette er selvfølgelig ødeleggende for nøyaktigheten av disse simuleringresultatene og fører til at tallene i beste fall kan sees på som veiledende.

Det denne tabellen også viser er at det dukket opp et tilfelle der den radielle amplituden var mye større enn hos de andre tilfellene (71 nm mot 14 nm som var det nærmeste). Siden påtrykket er det samme hele tiden så var det litt rart at den skulle være så mye høyere enn de andre. Hvis det er slik at disken er så responsiv for påtrykk så kan en greie seg med en del mindre kraft for operasjonen av denne enn med andre. Den bruker med andre ord mindre strøm. Med tanke på SMiDA ble 2.mode til denne testet og man fant tilfredsstillende høy Q-faktor i tillegg til at frekvensen for 2.mode er høy nok til å kunne brukes i prosjektet.

6 Konklusjon

Som nevnt innledningsvis så er det spesielle krav til RF MEMS enheten fordi den skal brukes i menneskekroppen. Man har et vindu fra 1MHz til 1GHz der RF MEMS enheten skal operere. Det viser seg at en frekvens på 500MHz er nok til dette. Dette gjør at 2.mode, når diskstørrelsen er 16 μm , passer ganske bra til dette, riktignok ligger den litt lavere. Eventuelt har en 3.moden til 20 μm disken som ligger på ca. 580MHz.

Videre arbeid kan være å se nærmere på de høyere nodene enn det som er gjort i denne oppgaven. Det videre arbeidet kan også inkludere og simulere på en disk som har 16 μm diskradius, 3,1 μm disktykkelse og en stammeradius på 0,5 μm . Denne viste seg lovende, men for å finne ut om den virkelig er noe å satse på så må man simulere på hele RF MEMS enheten med tilhørende elektrisk krets.

7 Referanser

- [1] <http://www.iet.ntnu.no/projects/smida/>
- [2] <http://no.wikipedia.org/wiki/Angiografi>
- [3] http://www.iet.ntnu.no/projects/smida/smida_systemspec_05_01_25.pdf
- [4] A. Coppa, E. Cianci, V. Foglietti, G. Caliano og M. Pappalardo, Building the CMUT for imaging applications from top to bottom. MNE'06 Micro- and Nano-Engineering
- [5] An Implantable Telemetry Platform System for In Vivo Monitoring of Physiological Parameters. Pietro Valdastri, Arianna Menciassi, Alberto Arena, Chiara Caccamo, and Paolo Dario. September 2004
- [6] Forelesningsfoiler. Kjell A Ingebrigtsen og Arne Rønnekleiv (NTNU), SMIDA-Smart Microsystems for Diagnostic Imaging in Medicine; "An ultrasound imaging front end on a chip"
- [7] <http://www.madabout-kitcars.com/kitcar/kb.php?aid=213>
- [8] <http://www.the-infoshop.com/study/yd36662-mobile-mems.html>
- [9] K J Vinoy Vijay K Varadan and K A Jose. RF MEMS and their applications, Chapter 2 MEMS materials and fabrication techniques, s1.Wiley, 2003.
- [10] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.190, 2004
- [11] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.200, 2004
- [12] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.20, 2004
- [13] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.14, 2004
- [14] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.68-74, 2004
- [15] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.256, 2004

- [16] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.234, 2004
- [17] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.201-206, 2004
- [18] <http://www.embedded.com/showArticle.jhtml?articleID=193500482>
- [19] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.203-206, 2004
- [20] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.204, 2004
- [21] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.201, 2004
- [22] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.201-203, 2004
- [23] Nadim Maluf & Kirt Williams, An Introduction to Micromechanical Systems Engineering, s.202, 2004
- [24] John R. Clark, Wan-Thai Hsu, Mohamed A. Abdelmoneum og Clark T. C. Nguyen, High-Q UHF Micromechanical Radial-Contour Mode Disk Resonators
- [25] Thermoelastic damping in micro- and nanomechanical systems
Ron Lifshitz* and M. L. Roukes
- [26] John R. Clark, Wan-Thai Hsu og Clark T. Nguyen,
High-Q VHF Micromechanical Contour-Mode Disk Resonators, 20.5.1-20.5.4
- [27] Jing Wang, Zeying Ren, og Clark T. C. Nguyen,
Self Aligned 1.14GHz Vibrating Radial-Mode Disk Resonators
- [28] Jing Wang, James E. Butler, Tatyana Feygelson, og Clark T. C. Nguyen, 1.51-GHz Nanocrystalline Diamond Micromechanical Disk Resonator With Material-Mismatched Isolating Support, 641-644
- [29] Morio Onoe, "Contour vibrations of isotropic circular plates," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 28, pp. 1158–1162, Nov. 1956.
- [30] Jing Wang, Zeying Ren, og Clark T. C. Nguyen, 1.156-GHz Self-Aligned Vibrating Micromechanical Disk Resonator
- [31] <http://www.comsol.com/products/multiphysics/>

8 Vedlegg

A-1.1 Produksjon av MEMS

Her følger en forklaring på fabrikkasjonsmåtene nevnt tidligere i oppgaven.

Polysilisium overflate mikromaskinering

Dette er en prosess der tynne lag med polysilisium blir formet på overflaten av substratet ved å legge vekselvis offerlag av silisiumdioksid og polysilisium i ønsket mønster. 5 lag av hver er standard hos enkelte fabrikker. Etter at man har lagt ferdig lagene på substratet etses silisiumdioksidet bort slik at man står igjen med de strukturene man vil ha i polysilisium. Et problem kan være å få bort alt av offerlagene under etseprosessen siden tilgjengeligheten til silisiumdioksidet kan variere etter hvor man er på substratet. Denne metoden brukes mest til akselerometre og yaw-rate sensorer som plukker opp sideveis bevegelser.

Kombinasjon av silisium fusjonsbonding og RIE

Ved kombinasjon av silisium fusjonsbonding og RIE (SFB-DRIE) får man høyere strukturer i krystallinsk silisium enn ved overflatemikromaskinering. Her blir flere krystallinske silisiumsubstrat bondet sammen. Hvert lag blir polert ned til ønsket tykkelse, så mønstret med litografi og etset før det neste laget blir bondet over. Ved denne prosessen kan man få ganske kompliserte strukturer fordi DRIE etsing har stort forhold mellom dybde og bredde på etsingen. Som eksempel lages det MEMS ventiler og MEMS pumper med denne teknikken.

Dyp reaktiv ioneets av silisium på isolator wafere

Dette er en relativt ny prosess (slutten av 1990-tallet) og har sett dagens lys på grunn av at man har fått nye verktøy innen MEMS produksjon som dobbeltsidig opplinjering av wafere og DRIE verktøy. Dette kombinert med silisium på isolator (SOI) gjorde at man fikk en relativt enkel prosess for å lage 3D strukturer. Først etser man fra silisiumoverflata og ned ved DRIE til man får den ønskede strukturen. Etsen vil stoppe når den når isolatorlaget som er et lag av oksid. Deretter bruker man dobbeltsidig opplinjering for å få mønster på rett plass på baksiden, før man etser silisiumet her også til oksidlaget ved hjelp av DRIE. Etterpå kan man etse vekk oksidlaget som nå er tilgjengelig fra begge sider av waferen. Dette gjøres med HF-syre (hydrogenfluorid) som etser kun oksidet. Prosessen kan for eksempel brukes til attenuatorer.

Singel krystall reaktiv etsing og metallisering (SCREAM)

Denne prosessen er en annen måte for å frigjøre mikrostrukturer i krystallinsk silisium på. Den går ut på å etse grøfter i silisiumsubstratet ved tradisjonell litografi og deretter legge et tynt lag av silisiumdioksid på veggene og bunnen av grøfta. En retningsselektiv ets (anisotropisk) fjerner oksidet i bunnen før en plasmaets øker dybden og bredden av grøftene som ikke lenger har det beskyttende oksidlaget. Ved denne måten kan man få frittstående strukturer fordi plasmaetsen etser innover i materialet fra bunnen av grøfta. Denne prosessen brukes til å produsere mikrospeil og akselerometre.

B-1.1 Plott av radiell amplitude

Her følger grafene av radiell amplitude. De er sortert slik at de følger tabell 7.

