

UNIVERSITETET I OSLO

Fysisk Institutt

**SIGNALBEHANDLINGSKRETS
BASERT PÅ KONTINUELIG
WAVELETTTRANSFORM**

Masteroppgave

Ahmed Barzanjee

01.09 2008



Forord

Unik har vært rådgivende hovedinstans for masteroppgaven og følgelig viktigste pådriver for oppgaveutførelsen.

Jeg vil i denne sammenheng takke min veileder, Tor Fjeldly, for faglig veiledning og korekturlesning under oppgaveutarbeidelsen. Gjennom hans veiledning har jeg fått god faglig hjelp.

I tillegg må nevnes Knut Harald Nygaard som har gitt betydelig hjelp i utformingen av oppgaven. På tross av en rekke andre arbeidsoppgaver som han hadde, fikk jeg vesentlig veiledning. Programmeringshjelp ble gitt av Håvard Kalle Riis og Dag Halfdan Bryn. Det aktuelle programmeringsspråk var Cadence.

Dessuten vil jeg takke personene Øyvind, Kjetil, Mustafa og Hassan for viktige hint i utarbeidelsen av masteroppgaven.

En slik kombinasjon av selvstendig arbeid og effektiv veiledning har gitt meg god erfaring med et relativt komplekst prosjekt. Videre har jeg fått god forståelse innenfor fagfeltet elektronikk.

Innholdsfortegnelse

1. Innledning	1
1.2 Problemstilling.....	3
1.2.1 Komponentbeskrivelse av kretsen.....	4
1.3 Kapitteloversikt.....	5
2. Krets – komponentbeskrivelse	7
2.1 Introduksjon.....	7
2.2 Forsterker.....	8
2.2.1 Bias Krets.....	10
2.2.2 Spenningsvurderinger.....	12
2.2.3 Forsterkning.....	13
2.2.4 Vurderinger av frekvensresponsen.....	15
2.3 En lavspennings cmos – multiplikator for RF-anvendelse.....	17
2.3.1 Biaseringsdelen.....	18
2.3.2 Multiplikator.....	19
2.4 VCO – Krets.....	22

3. Wavelet – analyse	23
3.1 Introduksjon.....	23
3.2 Fourier transformasjon.....	24
3.2.1 Invers Fourier Transformasjon.....	26
3.3 Short Time Fourier Transformasjon.....	27
3.4 Wavelet Transformasjon.....	30
3.5 Continuous Wavelet Transform.....	30
3.5.1 Haar Wavelet.....	33
3.5.2 Morlet Wavelet.....	33
3.5.3 Mexican Hat Wavelet.....	34
3.5.4 Mother Wavelet.....	34
3.6 Diskrete Wavelet Transformasjon.....	37
3.7 Wavelet støyfjerning.....	37
3.8 Wavelet sammentrekningsprinsipp.....	37
3.9 Filterbank.....	38

4. Simuleringsresultater	39
4.1 Introduksjon.....	39
4.2 En parametric analyse av VCO/ detektoren.....	40
4.3 En annen test type.....	41
Diskusjon	42
Konklusjon	43
Viderearbeid	44
Referanse	45
Appendix	47
A Utlegg.....	47
B Simuleringsresultater av de enkelte komponentene.....	55
Artiklene	69

Figur oversikt

1.1: Eksempel på en enkelt overføringskrets for bruk i kontinuerlig wavelettransformasjon.....	3
1.2: Diagrammet til synkrondetektoren.....	4
2.1: Forsterkerens byggeblokker.....	8
2.2: Skjema av totrinns forsterker.....	9
2.3: Skjema for bias-kretsen.....	10
2.4: Opampens spenningsfordeling.....	12
2.5: De viktigste opamp parametrene.....	13
2.6: Forenklet opamp for frekvensanvendelser i midtbåndområdet.....	15
2.7: Blokkskjema for biaseringskretsløp.....	17
2.8: Summerkretsen.....	18
2.9: Core – delen.....	19
2.10: Metningsområdet for transistoren i Core-delen.....	20
2.11: Multiplikatorens kretsskjema.....	21
2.12: VCO- kontrollert krets.....	22

3.1: Sinusfunksjonen med vinkelhastighet ω_1 og tilhørende fouriertransformasjon.....	25
3.2: Sinusfunksjonen med vinkelhastighet ω_2 og tilhørende fouriertransformasjon.....	25
3.3: Summen av to sinusfunksjoner med vinkelhastighet hhv. ω_1 og ω_2	26
3.4: Stasjonært signal med tilhørende fouriertransformasjon.....	27
3.5: Gir fouriertransformasjonen av det ikke - stasjonære signalet.....	28
3.6: Viser vindus - funksjonen ved de fire tidspunktene t_0, t_1, t_2 og t_3	29
3.7: Wavelet - funksjon ψ	31
3.8: wavelet funksjon forskjøvet med størrelsen k	31
3.9: Resultat av forskjellige frekvens-og skaleringsparametere.....	32
3.10. Viser funksjonens grafen til $\psi(x)$	33
3.11. Grafen til bølgefunksjonen $\psi(x)$	33
3.12: Mexican Hat-wavelet.....	34
3.13. Signal med tilhørende wavelet.....	35
3.14. Waveletforskyvning til en ny posisjon.....	35
3.15. Et eksempel på sterk wavelet.....	36
3.16: Frekvensen som x-akse og tiden som y-akse.....	38

4.1: Viser utgangssignalet som funksjon av inngangsfrekvensen....	40
4.2: Diskret fouriertransformasjon.....	41
A.1: Utleget til Bias-kretsen.....	48
A.2: Utleget til Diff-forsterkeren.....	49
A.3: Utleget til Buffer – delen.....	50
A.4: Utleget til hele forsterkeren – delen.....	51
A.5: Viser utlegget av multiplikatoren.....	52
A.6: Viser utlegget til VCO-en.....	53
A.7: Utleget av summeren.....	54
B.1: Viser simuleringen av den ikke-inverterende opampen....	56
B.2: AC-simulering av skjema til forsterkeren.....	57
B.3: AC- simulering til forsterkerutlegget.....	57
B.4: Fasevurdering og forsterkning av skjema til forsterkeren....	58
B.5: Fasevurdering og forsterkning av utlegget til forsterkeren...	59
B.6: Transientsimulering av multiplikatoren.....	60
B.7: Transientsimulering og den diskrete fouriertransformasjon av skjemaet til multiplikatoren.....	61

B.8: Transientsimulering og den diskrete fouriertransformasjon av utlegget til multiplikatoren.....	61
B.9: Justert krets etter innkobling av all passfilteret.....	62
B.10: Transientsimulering med tilhørende diskret fouriertransformasjon av skjemaet.....	63
B.11: Transientsimulering med tilhørende diskret fouriertransformasjon av utlegget.....	64
B.12: Transientsimulering av summeren.....	65
B.13: Transientsimulering til venstre og diskret fouriertransformasjon til høyre av skjema.....	66
B.14: Transientsimulering til venstre og diskret fouriertransformasjon til høyre av utlegget.....	67

Tekniske spesifikasjoner:

- $W =$ Bredd
- $L =$ Lengde
- $Q =$ Betegnelse for transistorene som brukes
- $I_D =$ Drain strømmen
- $V_{GS} =$ Gate source spenning
- $V_{eff} =$ Effektivverdi
- $V_t =$ Terskel spenning
- $R =$ Motstand
- $\mu =$ Ladbingsbærermobilitet i subtrat
- $C_{ox} =$ Kapasistans i oksid laget.
- $C_C =$ Kompensajons kapasistansen
- $r_{ds} =$ Motstanden i drain source området (små signal modell)
- $A_v =$ Spennings forsterkning
- $g_m =$ Transkonduktans
- $V_{GD} =$ Gate drain spenningen
- $V_{sb} =$ Source bulk spenning
- $G_L =$ Ladbingskonduktansen drevet av buffer trinnet
- $\gamma =$ Gamma
- $\phi_F =$ Fermi kapasitanser
- $Z_{out} =$ Utgangsimpedansen
- $C_{eq} =$ Ekvivalent kapasitans
- $g_s =$ body effekt konduktans
- $\delta =$ Justerings ledd
- $A =$ Forsterkning

1 Innledning

Hva er en wavelet ?

Waveletbegrepet er en diminutivform for wave og betyr liten bølge. Den er et supplement til fourieranalysen, men er et bedre analyseverktøy innenfor området som omhandler tidsavhengig signal. Fourieranalysen gir informasjon om eksistensen for hver av frekvenskomponentene. Det er vanskelig å tids- og frekvensbestemme disse komponentene. Grunnen er at basisfunksjonene gitt ved eksponentialfunksjonen har uendelig rekkevidde. Samme gjelder for de tilhørende sinus- og cosinusfunksjonene.

En måte å unngå lokaliseringsproblemet med den uendelige rekkevidden til sinus- og cosinusfunksjonene i fourieranalysen, er å utføre en vindusoppdeling av funksjonen. Metoden betegnes som Short Time Fourier transformasjon. Det aktuelle signalet multipliseres med en vindusfunksjon. Produktet som fremkommer fouriertransformeres. Så flyttes vinduet og denne fremgangsmåten gjentas til hele signalet er dekket. Ulempen ved denne analysemetoden er at god tids- og frekvensoppløsning ikke kan oppnås samtidig.

Waveletteorien bruker mye av det samme verktøy og metodikk som FT. Den benytter et uendelig antall basefunksjoner. Disse går under betegnelsen Mother wavelet. Fourieranalyse begrenser seg til anvendelse av sinus- og cosinus som basisfunksjoner. Mother waveletfunksjonene benyttes i funksjonsbehandling av signal eller bilde. Fordelen med waveletanalyse sammenliknet med tilsvarende i fourier er at førstnevnte kan både lokalisere og tidsbestemme signalets frekvenskomponent. Fourier transformasjonen kan bare behandle lokaliseringsproblematikken.

Wavelettransformasjonens metodikk

Analogt med STFT analysen splitter wavelet transformasjonen signalet opp i segmenter som hver multipliseres med en funksjon. Kontinuerlig wavelet transformasjon (CWT) ble utviklet som et bedre alternativ til STFT for å løse oppløsningsproblemet. CWT deler signalet opp i wavelets (små bølger). Det dreier seg om små svingninger med høy tidslokaliseringsgrad. Basisfunksjonene for CWT er en skalert og forskjøvet utgave av en tidslokalisert Mother wavelet. Følgelig brukes CWT til å lage tids / frekvensrepresentasjon av et signal som har god tids- og frekvenslokalisering. CWT-beregninger gir mange wavelet koeffisienter som er en funksjon av skalering og forflytning. Skalering innebærer forstørrelse eller komprimering av et signal. Breddskalering vil si signalforstørrelse. Motsvarende svarer smalskalering til signalkomprimering

Wavelets anvendelsesområder

Sentrale wavelet - anvendelsesområder er signalbehandling, komprimering, mønstergjenkjenning, støyanalyse, medisinsk instrumentering, dybdemålinger, registrering av bevegelser og analyse av radioteleskopiske signal. Både høy - og lavfrekvenssignaler kan analyseres med dette verktøyet.

Et utviklingspotensial for høyfrekvente transformasjonskretser basert på wavelet fins i radar- og kommunikasjonssignal - prosessering både i militær - og sivil sammenheng.

Realisering av en transformasjonskrets

Realisering av en wavelet basert transformasjonskrets utføres ved hjelp av et sett med oscillatorer (oscillatorbank) som detekterer i de aktuelle frekvensområdene. Den spenningskontrollerte oscillatoren produserer de to kvadratursignalene, hhv. I og Q. Deretter bruker detektorkretsen to multiplikatorer som multipliserer disse signalene med inngangssignalet. Videre forsterkes, lavpassfiltreres og kvadreres signalene. Hensikten med kvadreringen er å hindre at signalene nuller hverandre ut. Til slutt summeres kvadreringsutgangene for å produsere det synkrone utgangssignalet.

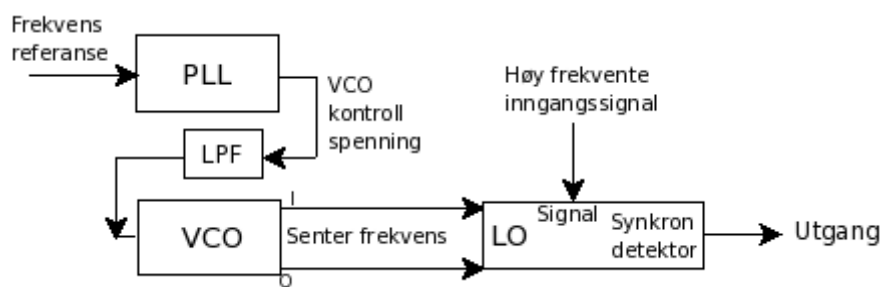
Dette er da et mål for energiinnholdet i inngangssignalet ved den gitte frekvensen. Signalet ut fra detektoren kan anvendes i en signalbehandlingsprosess. Et eksempel er signaldigitalisering etterfulgt av datakomprimering.

I kapitel 2 diskuteres den valgte kretsløsningen i detalj. En mer detaljert matematisk beskrivelse av wavelet følger i kapitel 3. Simuleringsresultater for en VCO/ detektorkretsen er presentert i kapitel 4.

Brukte Cadence - basert analyseverktøy med 90nm prosessor.

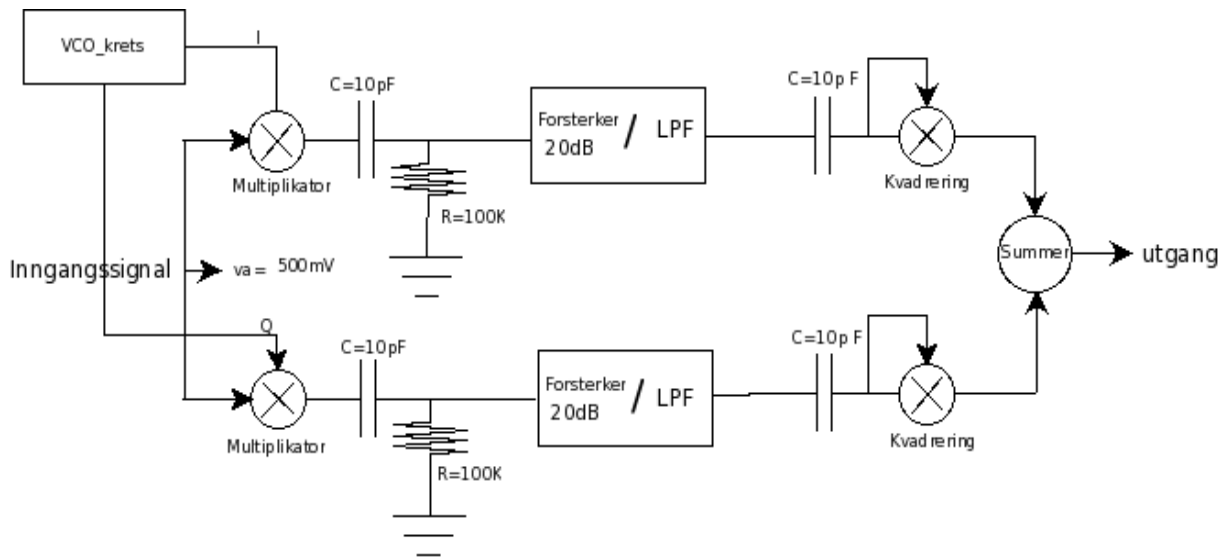
1.2 Problemstilling

Vår problemstilling er å realisere en slik kontinuerlig wavelet transformasjonskrets. Kretsen består av en bank av kvadratur spenningskontrollerte oscillatorer (VCO) med tilhørende synkron-detektorbank. Hver VCO har en bestemt frekvens som fungerer som senterfrekvensen for tilhørende filtermottaker. Utgangen til synkron-detektoren representerer energien av inngangssignalet innenfor det aktuelle frekvensbåndet. Skjemaet nedenfor viser en enkel VCO/detektorkrets for bruk i kontinuerlig waveletanalyse. Frekvensreferansen i skjemaet nedenfor kan brukes til flere slike kretser på ulike frekvenser.



Figur 1.1: Eksempel på en enkelt overføringskrets for bruk i kontinuerlig wavelettransformasjon

Synkron-detektoren består av to like parallelle grener for I- og Q komponentene. Hver av disse grenene inneholder først en multiplikator for ekstraksjon av I- og Q innholdet i inngangssignalet. Deretter følger en dc - sperre, en forsterker/lavpassfilter og en kvadrerer. Diagrammet til synkron-detektoren er vist i figur 1.2. Utgangen gir energiinnholdet i signalet for den gitte frekvensen. Lavpassfilteret sørger for at bare lavfrekvensproduktet mellom VCO – signalet og inngangssignalet slipper gjennom detektoren.



Figur 1.2: Diagrammet til synkron-detektoren

1.2.1 Komponentbeskrivelse av kretsen

- Her anvendes to separate, faseforskjvne VCO produserte signaler med betegnelser hhv. I og Q. Disse går til inngangene på de respektive multiplikatorene. Slik multipliseres inngangssignalet med VCO signalet.
- Videre passerer de to utgangssignalene fra multiplikatorene en dc- sperre som bevirker at forsterkeren får riktig arbeidspunkt.
- Så følger en forsterkning på 20dB og en lavpassfiltrering. Lavpassfilteret i figuren er ikke realisert.
- Deretter en kvadrering av hvert av de to signalene.
- Til slutt utføres en summasjon av de to signalene. Lavfrekvensinnholdet i denne summen representerer nå energiinnholdet i inngangssignalet innenfor båndbredden til detektoren.

1.3 Kapitteloversikt

- Kapittel 1: Innholder innledning og problemstilling.
- Kapittel 2: Detaljert komponent- og kretsbeskrivelse. Beskrivelse av signalforløpet
- Kapittel 3: Matematisk beskrivelse av waveletanalyse.
- Kapittel 4: Resultatet av simuleringene for en VCO/detektorkrets.

Kapitel 2

Krets - komponentbeskrivelse

2.1 Introduksjon

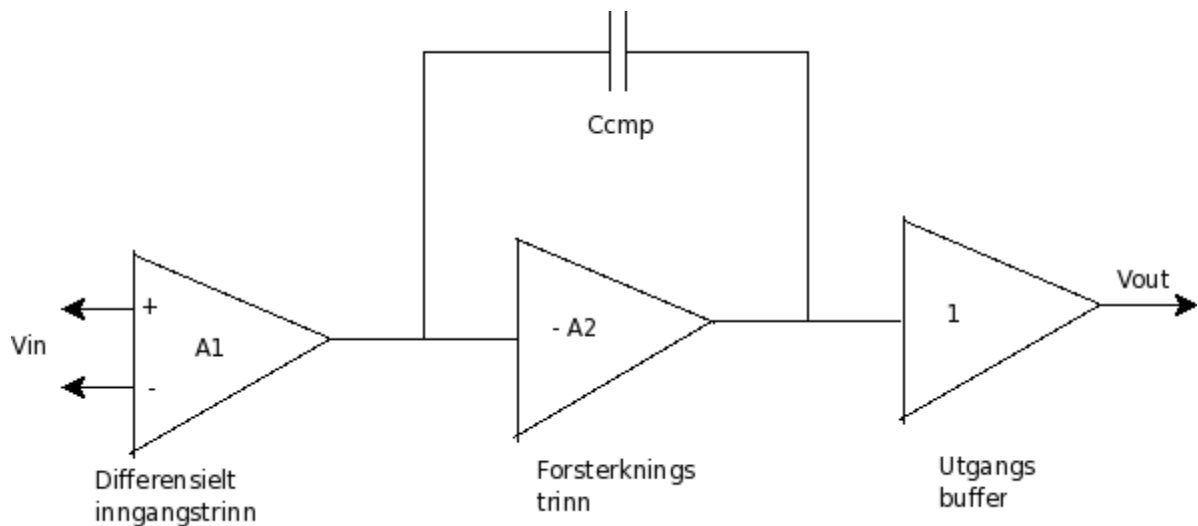
Her gis komponentbeskrivelsen en høyere detaljeringsgrad for å få bedre oversikt over signalveiene. Systemet består av en totrinns cmos - forsterker. En slik forsterkertype forekommer ofte både i bipolar - og cmos - sammenheng. Den er meget fleksibel. Her anvendes en enkelt oppbygd VCO bestående av invertere. Båndbredden til detektoren skal ligge innenfor båndbredden til VCOen. På grunn av at vi i forsterker realiseringen ikke tok med lavpassfilter, fås ikke den frekvensseleksjon som ønskes. Lavpassfilteret sørger for at bare lavfrekvensproduktet mellom VCO – signalet og inngangssignalet slipper gjennom detektoren.

Derfor får vi ikke realisert dette. I tillegg anvendes en lavspenningsbasert cmos- multiplikator. Sistnevnte brukes i multiplikator-, summer- og kvadreringssammenheng. Forsterkerens operasjonsområde var $[-1,1]V$. De resterende komponentene lå innenfor 1V området.

I dette kapitlet beskrives ikke alle de anvendte komponentene under avsnittet ” Komponentbeskrivelse av kretsen ” i 1.2. I følge oppgavens krav skulle VCO-kretsen generere to kvadratur signaler, I og Q. Vår realisering av VCO – kretsen kunne ikke utføre denne funksjonen. Dette nødvendiggjorde allpassfilter som tilleggskomponent. Begrensninger i Cadence- programmet gjorde at vi ikke kunne ha utlegg som inkluderte kondensatorverdier større enn 864fF og maxbredde 200um.

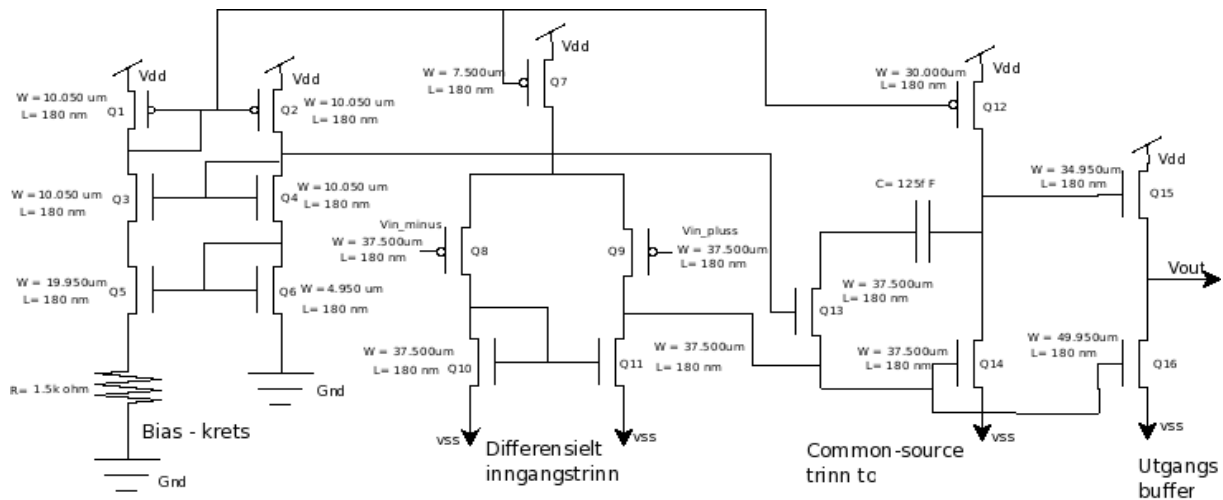
2.2 Forsterker

Vi har benyttet en typisk totrinns cmos operasjonsforsterker svarende til blokkdiagrammet gitt nedenfor, ref [1]. Totrinnsforsterkning innebærer to forsterkerenheter koblet i serie. Vi anvender dessuten en enhetsforsterker på utgangen (bare ved ohmske motstander). Ved lave impedanser trengs vanligvis en bufferfunksjon. Slik has i realiteten en tretrinns forsterkning. Første trinn er en differensial- forsterker med enkel utgang. Common source forsterker utgjør vanligvis trinn to. Av stabilitetshensyn brukes en kondensator C som tilbakekobling. Da den er plassert mellom høyforsterkerens inngang og utgang (trinn to), karakteriseres den ofte som en Miller kapasitans. Årsaken er at første trinns kapasitive ladningsvirkning gir større nominell verdi.



Figur 2.1: Forsterkerens byggeblokker

Kretsen i figur 2.2 viser et bias – og differensielt inngangstrinn med felles common source strømforstyrning. Anvendte tre forskjellige spenningsnivåer: vdd, null og -1 V. Det differensielle inngangstrinnet, common source og utgangsbufferne ble tilkoblet -1 nivå.



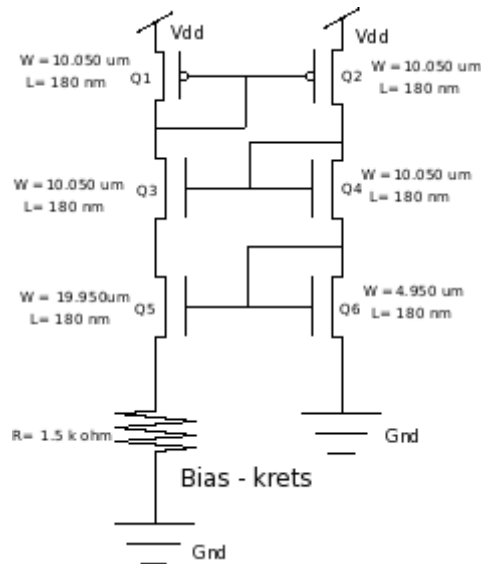
Figur 2.2: Skjema av tottrinns forsterker

I appendix B fins opamputskrifter som resultat av endringer gitt nedenfor:

- Transistorlengdene ble tilordnet verdien 180nm (2 ganger opprinnelig minimumslengde)
- Motstanden ble nedjustert fra $8K\Omega$ til $1.5K\Omega$.
- Simuleringene ga verdier for transistorbreddene.
- Kondensatorverdien ble satt til 125fF som er i grenseområdet for at forsterkeren skal begynne å oscillere.

2.2.1 Bias krets

For å få en biaskrets til å fungere stabilt med hensyn på de aktuelle overførings-spesifikasjoner, er det foreslått kretsen gitt ved figur 2.3. Den regulerer spenning og strøm for resten av kretsen.



Figur 2.3: Skjema for bias – kretsen

Skjema for biaskretsen viser at $(W/L)_1 = (W/L)_2$. Strømspeilsparet Q_1, Q_2 gir samme strømstyrke på begge sider av denne ligningen og videre at $I_{D6} = I_{D5}$. For sløyfa som utgjøres av Q_5, Q_6 og R , gjelder relasjonen nedenfor:

$$V_{GS6} = V_{GS5} + I_{D5} * R \quad \text{Ligning 2.1}$$

Kombinasjon av ligning 2.1 med det forhold at $I_{D5} = I_{D6}$, i tillegg til relasjonen $V_{eff} = V_{GS} - V_t$, får V_{eff} formen:

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n Cox \left(\frac{W}{L}\right)}} \quad \text{Ligning 2.2}$$

Subtraksjon av terskelspenningen V_t på begge sider gir som resultat:

$$V_{\text{eff}6} = V_{\text{eff}5} + I_{D5} * R \quad \text{Ligning 2.3}$$

Ved å anvende likheten $I_{D6} = I_{D5}$ i ligningene 2.2 og 2.3 ovenfor fås sammenhengen:

$$\sqrt{\frac{2I_{D6}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_6}} = \sqrt{\frac{2I_{D5}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5}} + I_{D5} * R \quad \text{Ligning 2.4}$$

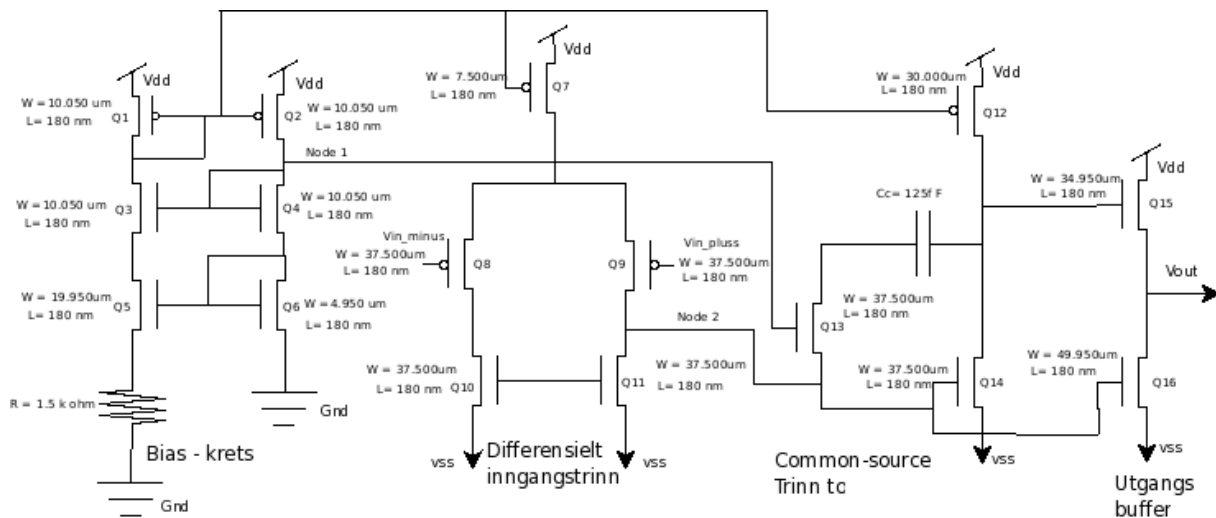
Tilsvarende gjelder:

$$\sqrt{\frac{2I_{D6}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_6}} = \sqrt{\frac{2I_{D6}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5}} + I_{D6} * R \quad \text{Ligning 2.5}$$

For at ligningen over skal gjelde, må transistorbredden til Q_5 være fire ganger så stor som transistorbredden til Q_6 .

2.2.2 Spenningsvurderinger

Common - Source - delen har en tilbakekoblingstransistor inkludert kondensator med en kompensasjonsfunksjon. Hensikten er å justere for uønskede spennings- og oscillasjonsvirkninger. Det indikeres i skjemaet nedenfor.



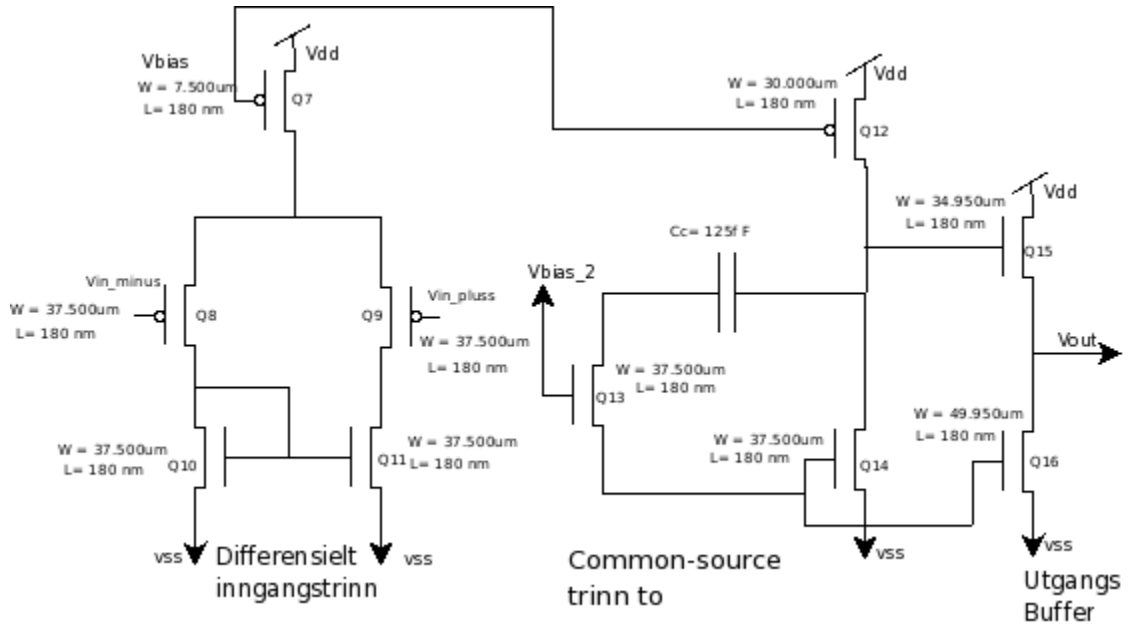
Figur 2.4: Opampens spenningsfordeling

Ved fjerning av kompensasjonskomponentene Q13 og Cc, blir $V_{out} = V_{in}$. Q13 fungerer som en motstand i triodeområdet sett fra Q14 - gate og Q13 - source området. Samme spenningsnivå for V_{in-} og V_{in+} vil gi lik strømstyrke gjennom Q9 og Q8. Spenningen på gate- inngangene til Q14, Q16 og node 2 er like stor. Summen av spenningsene $V_{GS4} + V_{GS6}$ gir spenningen inn på node 1.

Forsyningsspenningen gjør at vi må justere komponentene og tilleggsmotstanden ved VSS - tilkoblingen. Dette reduserer spenningen til Q13.

2.2.3 Forsterkning

I lavfrekvensområdet blir totalforsterkningen den viktigste opamp- parameteren. De aktuelle tre delene som skal vurderes er vist i figur 2.5.



Figur 2.5: De viktigste opamp parametrene

Uttrykket for forsterkningen til differensialledet er gitt ved ligningen:

$$A_{v1} = g_{m8}(r_{ds9} // r_{ds11}) \quad \text{Ligning 2.6}$$

Videre er transkonduktansen:

$$g_{m8} = \sqrt{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_8 I_{D8}} = \sqrt{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_8 \frac{I_{bias}}{2}} \quad \text{Ligning 2.7}$$

Et tilnærmet uttrykk for utgangsimpedansen til r_{dsi} er gitt ved :

$$r_{dsi} \approx \alpha \frac{L_i}{I_{D_i}} \sqrt{V_{DGi} + V_{ii}} \quad \text{Ligning 2.8}$$

der α er en variabel med en ca. verdi $5 \times 10^{-6} \sqrt{\frac{V}{m}}$. Kort kanal - effekter tas ikke med i denne vurderingen. Det bør bemerkes at en økende grad av komponenttetthet gjør dette momentet stadig viktigere i dagens designproblemer.

Skjemadelen for trinn to består av common - source transistorene Q_{12} og Q_{14} . Disse komponentene forsterker opampen. Dette gir en forsterkning i trinn to gitt ved:

$$A_{v2} = -g_{m14}(r_{ds12} // r_{ds14}) \quad \text{Ligning 2.9}$$

Trinn tre utgjøres av buffertrinnet til common - drain. Strømforsterkeren består av transistorene Q_{15} og Q_{16} (source follower). Årsaken er at spenningsfølgeren følger Q_{15} - spenningen. Dette gjelder ikke i faseforskyvningssituasjoner.

Fordi Q_{15} utgjør en brønn isolert fra bulken, har Q_{15} - substratet samme spenningsnivå som spenningskilden til Q_{15} . I tillegg fås et lite likespenningstap fra gate til Q_{15} - kilden.

Forsterkningen til source follower trinnet er gitt ved:

$$A_{v3} = \frac{g_{m15}}{G_L + g_{m15} + g_{ds15} + g_{ds16}} \quad \text{Ligning 2.10}$$

Når source tilkobling av Q_{15} - substratet ikke lenger er mulig, fås forsterkningen:

$$A_{v3} = \frac{g_{m15}}{G_L + g_{m15} + g_{s15} + g_{ds15} + g_{ds16}} \quad \text{Ligning 2.11}$$

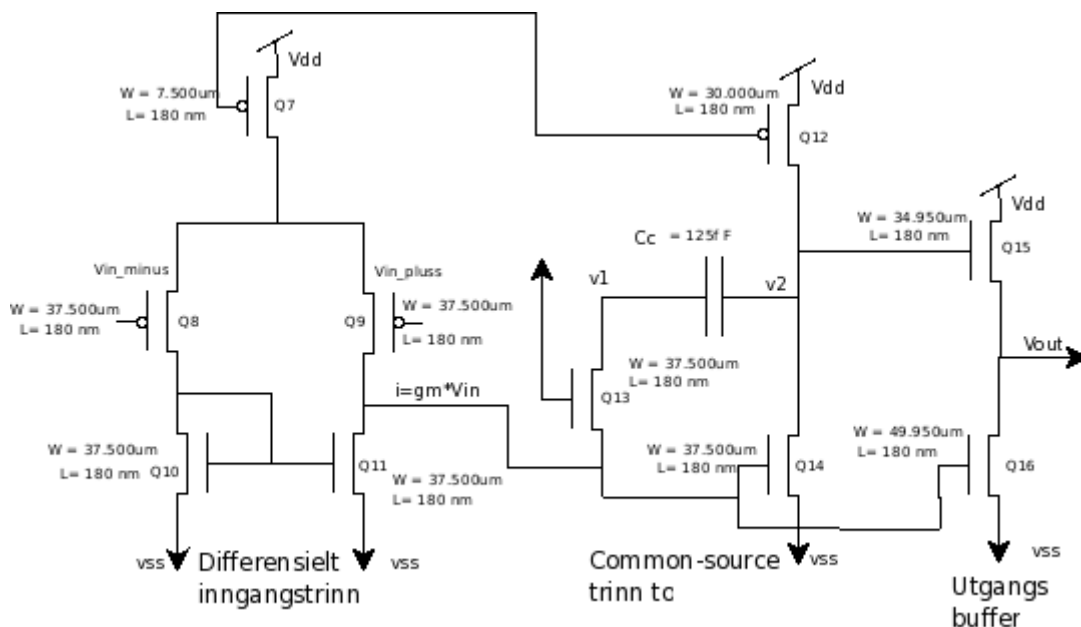
der g_s er bodyeffekten gitt ved:

$$g_s = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{|V_{SB} + |2\phi_F||}} \quad \text{Ligning 2.12}$$

Kapasitive ladninger er ikke inkludert i beregningene.

2.2.4 Vurderinger av frekvensresponsen

En krets som viser frekvensamplituden er vist i figur 2.6. Trinn en i forsterkeren har en pmos inngang. Det innebærer at andre trinnet har en nmos-transistor. Dette opplegget maksimerer overføringskonduktansen til drivtransistoren i dette trinnet, som er et kritisk punkt ved hørfrekvente situasjoner. Gitt at C_c er kompensasjonskondensator i trinn to. Denne ignoreres ikke. Årsaken er dens store betydning i alle frekvensområder. Unntak utgjøres av frekvensen nær unit-gainområdet for opampen. Unit-gain innebærer at absoluttverdien av forsterkningen er lik 1. Videre neglisjeres Q_{13} . Denne kretsforenklingen gjør signalbehandlingen raskere på bekostning av nøyaktighet.



Figur 2.6: Forenklet opamp for frekvensanvendelser i midtbåndområdet

Frekvensresponsberegninger for de tre aktuelle delene er gitt nedenfor:

I trinn to anvendes en kapasitiv load på første trinn i samsvar med C_c . En ekvivalent C_{eq} (sett fra V_1) er gitt ved:

$$C_{eq} = C_c(1 + A_2) \approx C_c A_2 \quad \text{Ligning 2.13}$$

Trinn en har en forsterkning gitt ved:

$$A_1 = \frac{V_1}{V_{in}} = -g_{m1} Z_{out1} \quad \text{Ligning 2.14}$$

der utgangsimpedansen Z_{out1} fins ved:

$$Z_{out1} = r_{ds9} \parallel r_{ds11} \parallel 1 / sC_{eq} \quad \text{Ligning 2.15}$$

For frekvenser i midtbåndområdet har vi C_{eq} - dominans. Derfor kan vi skrive et tilnærmet uttrykk for Z_{out1} gitt ved:

$$Z_{out1} \cong \frac{1}{sC_{eq}} \cong \frac{1}{sC_C A_2} \quad \text{Ligning 2.16}$$

Totalforsterkningen blir:

$$A_V(s) \equiv \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_3 A_2 A_1 \cong A_3 A_2 \frac{g_{m1}}{sC_C A_2} \quad \text{Ligning 2.17}$$

Ved å anta $A_3 \cong 1$, reduserer ligning 2.17 seg til:

$$A_V(s) = \frac{g_{m1}}{sC_C} \quad \text{Ligning 2.18}$$

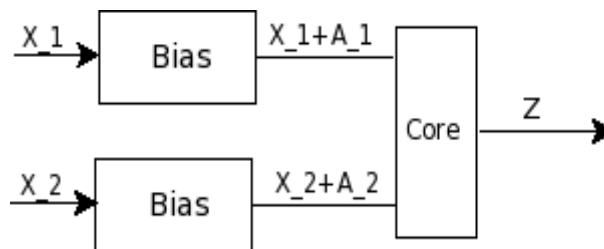
2.3 En lavspennings cmos - multiplikator for RF - anvendelse

Gitt et lavspennings cmos - multiplikatorsystem, ref [2] med kvadreringskarakteristikk. Biaseringskretssystemet er vist i figur 2.7. En stor symmetri- og fleksibilitetgrad, foruten å være lite plasskrevende gjør den til en hensiktsmessig analog multiplikator i forskjellige kommunikasjonssammenhenger.

Diagrammet anvendes for multiplikator-, summer- og kvadreringsfunksjoner. Biaseringsdelen og core (kjernedelen) fungerer til sammen som en multiplikator. Inngangskoblingen til biaseringskomponentene gir kvadreringsresultatet.

Inngangssignalene til X_1 (øvre bias) og X_2 (nedre bias) gir tilhørende utgangssignaler (X_1+A_1) og (X_2+A_2). Konstantene for dc - offset betegnes hhv. A_1 og A_2 . Denne summen passerer gjennom core for å danne multiplikatorfunksjonen Z gitt nedenfor.

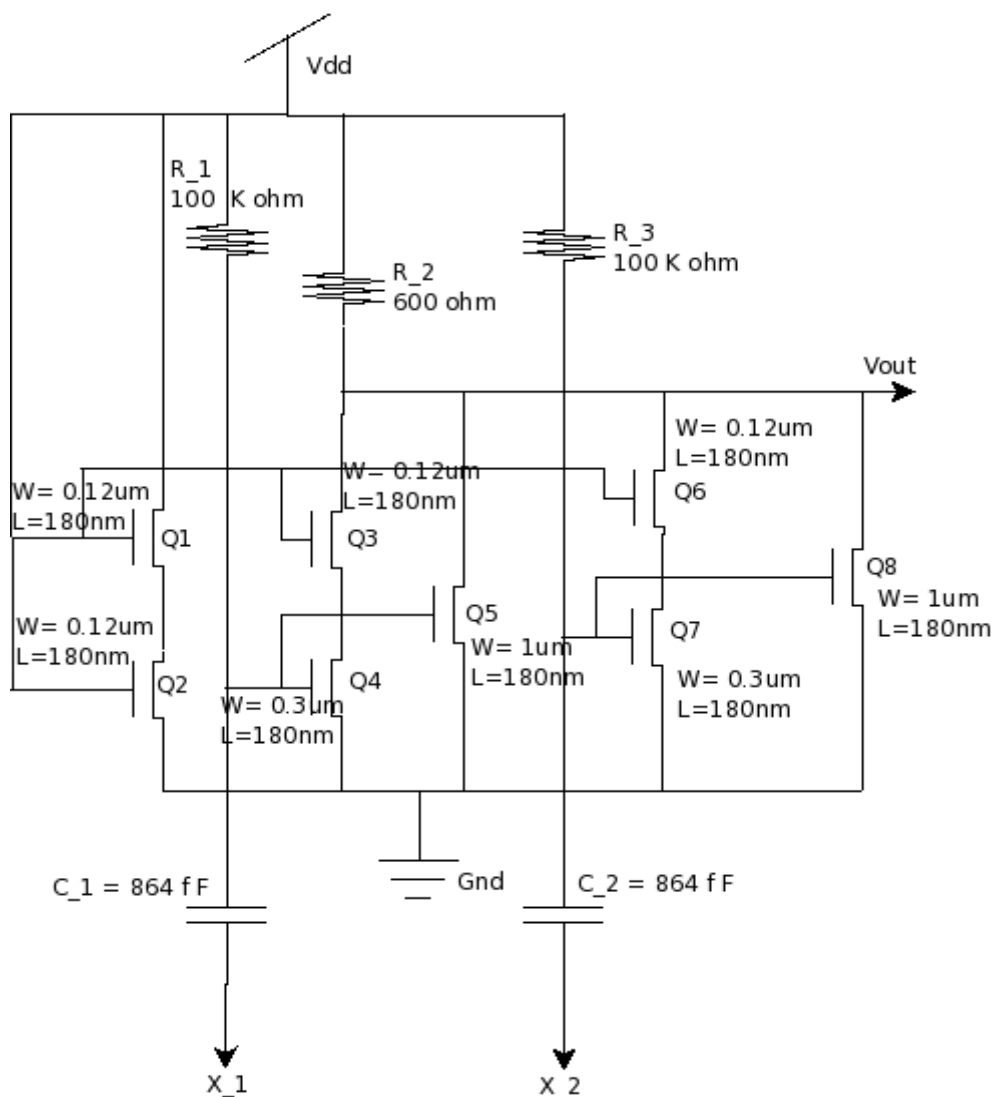
$$Z = A_1 X_1^2 + A_2 X_2^2 + A_3 X_1 X_2 + A_4 \quad \text{Ligning 2.19}$$



Figur 2.7: Blokkskjema for biaseringskretsløp

2.3.1 Biaseringsdelen

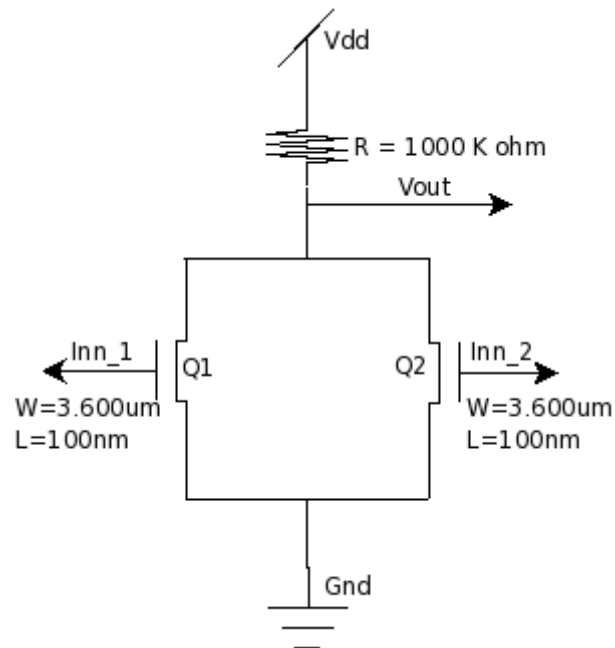
Biaseringskretsen gir summasjon som vist i figur 2.8. Den består av to kanaler (X_1 og X_2) med lik tidskonstant. De måtte justeres for å tilpasse en frekvens i MHz – området. Tilhørende koblingskondensatorer betegnes hhv. C_1 og C_2 . En egenskap ved cmos teknologi er at avtagende resistans gir økende strøm. Transistorene (Q_3, Q_6), (Q_4, Q_7) og (Q_5, Q_8) virker som lineære resistanser med utgangsstrømmer (I_{01}, I_{02}) som er proporsjonale med inngangsspenningene (X_1, X_2). Strømmene I_{01} og I_{02} summeres sammen gjennom resistansen R_2 (R_{out}) og gir en utgangsspenning som er proporsjonal med summen av inngangsspenningene. Transistorene Q_1 og Q_2 sørger for en stabil biaseringkrets. Kretsen endrer ikke på faseforskjellen mellom inngangssignalene. Derimot er faseforskjellen mellom inngangene og utgangen på 180 grader. Opprinnelig kondensatorverdi var på 1pF. Kondensatoren har en usikkerhet gitt ved ($\pm 20\%$). Resulterende kapasitansverdi ble 864fF.



Figur 2.8: Summerkretsen

2.3.2 Multiplikator

Med henvisning til figur 2.7 ser vi at biaserings - og coredelen til sammen får multiplikatorfunksjonen. Coredelen som er vist i figur 2.9 utfører selve multipliseringen. Kretsanalysen går ut på å beregne det kvadratiske forholdet mellom strøm / spenning for mos- transistoren i metning for å produsere ønsket utgangsverdi.



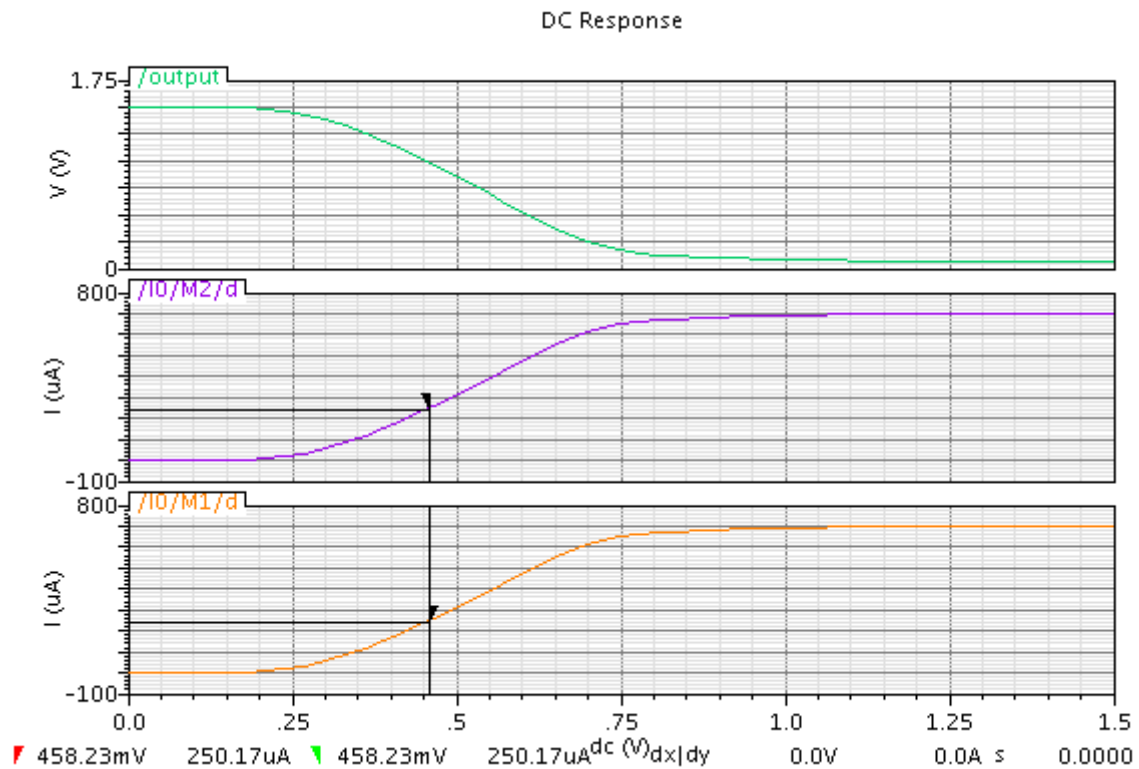
Figur 2.9: Core-delen

Metningsligningen for strøm gjennom coredelen er gitt ved:

$$I_D = K \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{Th})^2 \quad \text{Ligning 2.20}$$

der $K = \mu C_{ox}$, $W = \text{bredde}$, $L = \text{lengde}$, $V_{GS} = \text{gate - source - spenning}$ og $V_{TH} = \text{terskelspenning}$.

Av Figur 2.10 kan vi se at metningsområdet for transistorstrømmen i core-delen er 250uA. Tilhørende spenning er 459mV.



Figur 2.10: Metningsområdet for transistoren i Core-delen

Vi antar $V_{GS0} - V_{TH} = V_{ov0}$. Videre settes $A = V_{ov0}$. Størrelsene V_{GS0} og V_{ov0} er hhv hvilespenningen for V_{GS} og hvilepenningsens overdrive.

Inngangsverdiene til mos - transistorene finnes ved å løse ligningssystemet:

$$V_{GS1} - V_{TH} = X_1 + A_1 \quad \text{Ligning 2.21}$$

$$V_{GS2} - V_{TH} = X_2 + A_2 \quad \text{Ligning 2.22}$$

Et uttrykk for V_{out} for core delen er gitt ved:

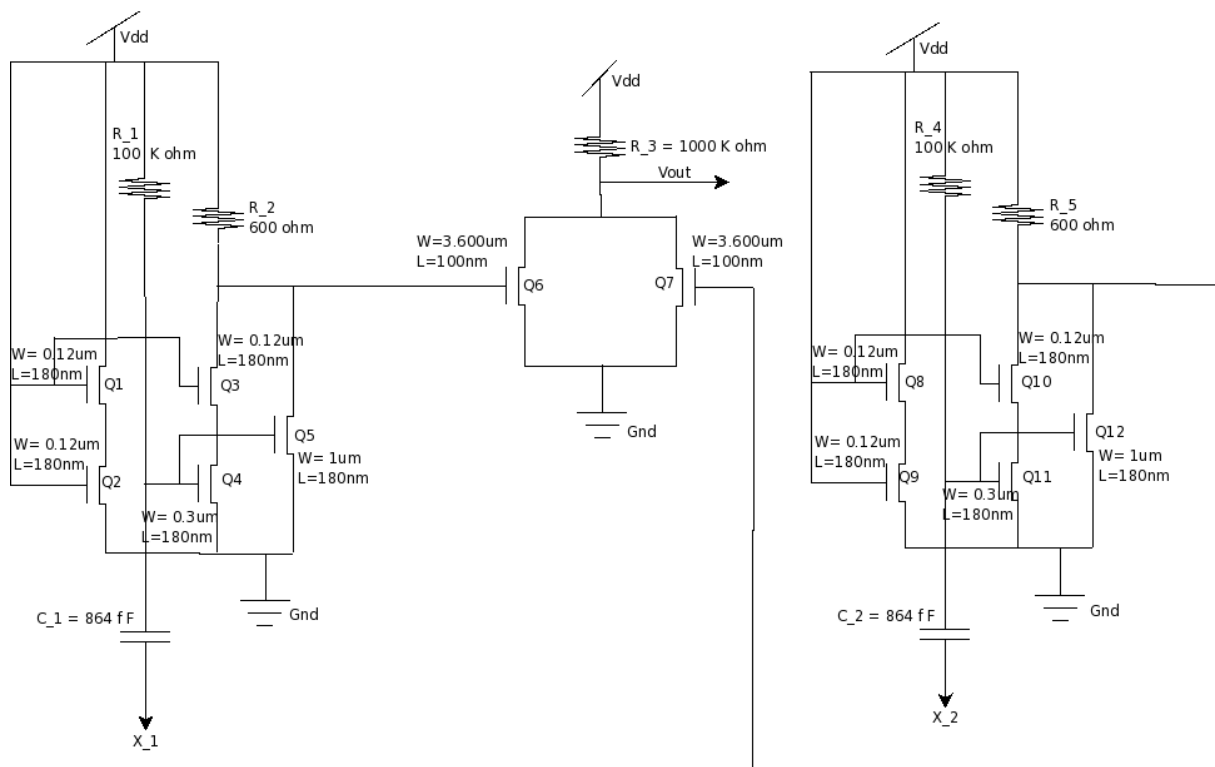
$$V_{out} = B \times X_1 \times X_2 \quad \text{Ligning 2.23}$$

der B er en konstant

En mulig feilkilde kan være at vi ikke har tatt hastighetsmetningen med i vurderingen. Ofte kan det være aktuelt å inkludere en ikke-idealiseret parameter $(1 + \delta)$ i andre ledd i ligning 2.20.

En mer detaljert framstilling av multiplikator kretsen i figur 2.7 er gitt i figur 2.11. Det fremgår at vi har to biaseringskretser. En på hver side av core - delen. Utgangen av den venstre biaseringsdelen er koblet som inngang til coretransistoren Q_6 . Tilsvarende er utgangen av den høyre biaseringsdelen koblet som inngang til coretransistoren Q_7 .

V_{out} er utgangssignalet fra core. Venstre biasinngang har betegnelsen X_1 og høyre biasinngang X_2 . Vi har lik tidskonstant for begge bias komponentene. Alle komponentene har felles Vdd og Gnd.



Figur 2.11: Multiplikatorens kretsskjema.

Kapitel 3

Waveletanalyse

3.1 Introduksjon

Her behandles waveletkonseptet mer detaljert. For å kunne forstå tilhørende teori, trengs fundamentale kunnskaper i fourieranalyse hvor integrasjonsteori er en viktig del. Fourierintegralet beregnes over uendelig tid. Dette bevirker at uansett tids plassering av en frekvens i signalet, vil beregningsresultatet bli likt. Fouriertransformasjonen gir opplysninger om frekvensfordelingen i signalet. Denne transformasjonstypen vil også være upålitelig ved gjengivelse av skarpe overganger som er sentralt i bildeanalyse. Her utgjør wavelet et langt bedre analyseverktøy.

3.2 Fourier transformasjon

En Fouriertransformasjon er et integral. Den kan alternativt betraktes som en kontinuerlig form av fourier serier. Sentralt i denne teorien er at en hver periodisk funksjon kan uttrykkes som en sum av sinus- og cosinusfunksjoner, hvor hver av disse inneholder forskjellige frekvenser og amplituder. Fouriertransformasjonen har ulike definisjonsmåter, ref. [3]. Et eksempel er gitt nedenfor:

$$F(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-2\pi j u x} dx \quad \text{Ligning 3.1}$$

F(u) har følgende virkning:

- 1- Beskriver hvordan frekvensen fordeler seg i signalet.
- 2- Vi får vite hvor god tilnærming signalet er i forhold til det opprinnelige.
- 3- Forteller også hvor sinus- og cosinus- funksjonen til sammen overlapper f(x)

Transformasjonen i ligning 3.1 innebærer multiplikasjonen av f(x) med kompleksfunksjonen $e^{-2\pi j u x}$ og deretter integrasjon av produktet. Frekvenskomponentene finnes ved å bruke Eulers formel:

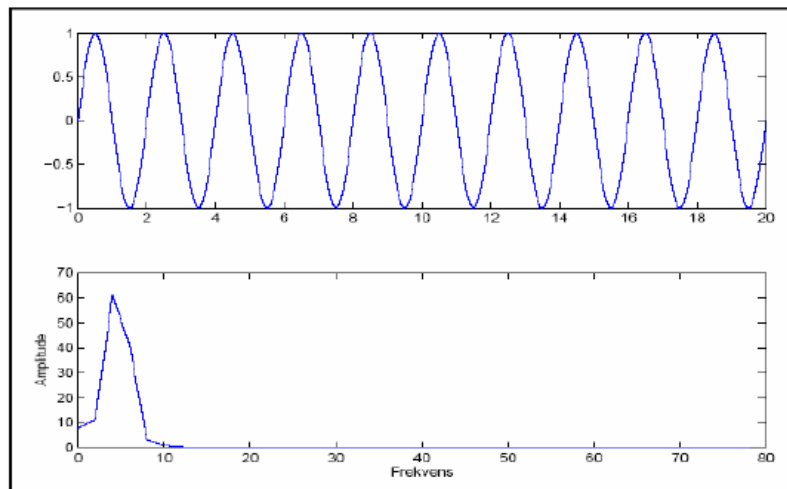
$e^{j\phi} = \cos\phi + j\sin\phi$. I vårt tilfelle fås:

$$e^{-2\pi j u x} = \cos(2\pi u x) - j\sin(2\pi u x). \quad \text{Ligning 3.2}$$

I en fouriertransformasjon kan leddene integreres enkeltvis, selv om ikke alle komponentene nødvendigvis konvergerer.

Nedenfor behandles to signaler med hhv. en og to komponenter.
Det første signalet y_1 er uttrykt ved:

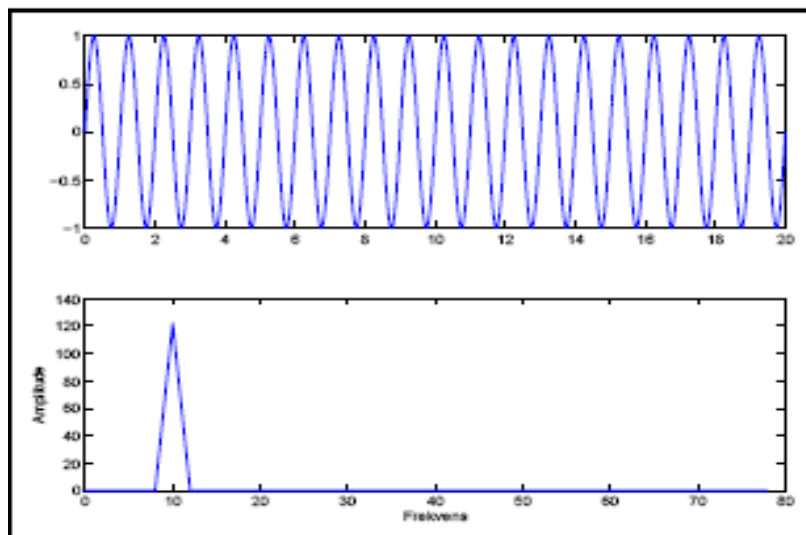
$$y_1 = \sin(\omega_1 t) \quad \text{Ligning 3.3}$$



Figur 3.1: Sinusfunksjonen med vinkelhastighet ω_1 og tilhørende fouriertransformasjon, ref.[4].

Det andre signalet y_2 har ligningen:

$$y_2 = \sin(\omega_2 t) \quad \text{Ligning 3.4}$$

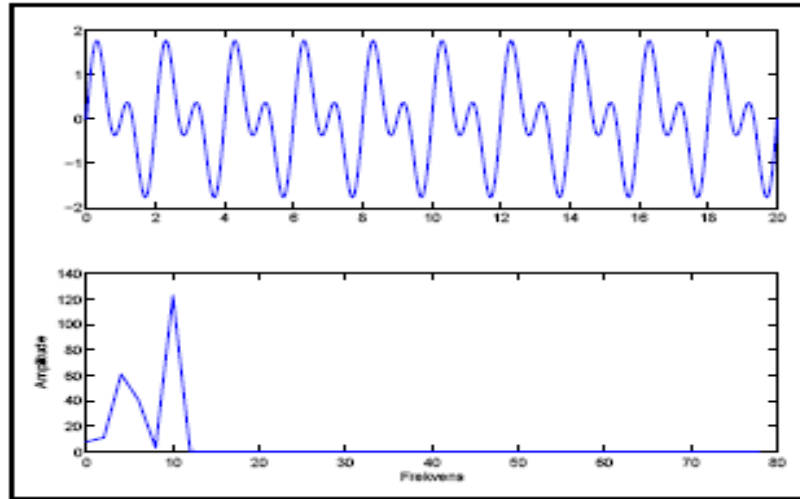


Figur 3.2: Sinusfunksjonen med vinkelhastighet ω_2 og tilhørende fouriertransformasjon, ref.[4].

Av figurene 3.1 og 3.2 ser vi tydelig at de har forskjellige transformasjonsresultat.

Neste fouriertransformasjon er en summasjonstransformasjon utført på signalene gitt ved summen i lign.3.5.

$$\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t) \quad \text{Ligning 3.5}$$



Figur 3.3: Summen av to sinusfunksjoner med vinkelhastighet hhv. ω_1 og ω_2 , ref. [4]

Vi registrerer to transformasjonstopper i figur 3.3.

3.2.1 Invers Fouriertransformasjon

Med invers fouriertransformasjon rekonstruerer man signalet, men vi får ikke helt identisk signal tilbake. Det aktuelle uttrykket er gitt ved, ref.[3]:

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F(u) e^{2\pi jux} du \quad \text{Ligning 3.6}$$

De to transformasjonsformene er symmetriske, bortsett fra minustegnet i eksponentialfunksjonen. Den beskriver $f(x)$ som en vektet sum av de enkelte frekvenskomponentene. En kan vise at FT har en invers i (ligning.3.1 og ligning.3.6), som muliggjør fram- og tilbakegang mellom opprinnelig funksjonen og dens transformerte. Ulempen ved fourieranalysen er at man bare får frekvensinformasjon, men ikke tidsinformasjon. En får ikke informasjon om signalets begynnelsestidspunkt.

3.3 Short Time Fouriertransformasjon

En behandlingsmetode for lokaliseringsproblemet med hensyn på den uendelige rekkeutviklingen til sinus – og cosinus- funksjonene, er vindusoppdeling av funksjonen. Dette betegnes Short Time Fouriertransformasjon og er gitt ved uttrykket, ref.[3]:

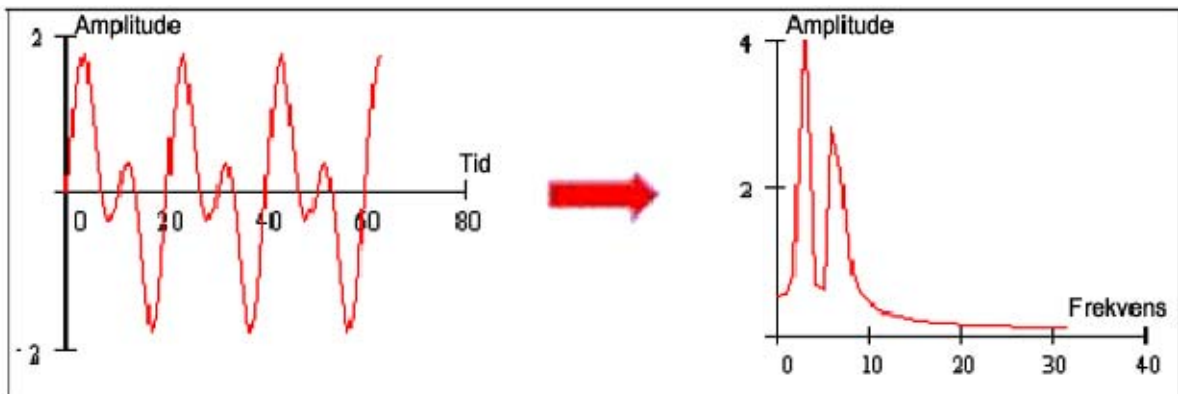
$$STFT(u, \tau) = \int f(x) \cdot g(x - \tau) \cdot e^{-2\pi jux} dx \quad \text{Ligning 3.7}$$

der $f(x)$ definerer signalet og $g(x)$ definerer vindusfunksjonen.

Ved passende forminsking av vinduene, kan man finne verdier for de forskjellige frekvenskomponentene. En komplikasjon er at det oppstår hørfrekvente støyeffekter på randen. Det henvises til Heisenbergs usikkerhetsprinsipp. Sammenhengen mellom vindusbredden og lokaliseringsevnen av frekvenser gis en matematisk beskrivelse. Vi kan ikke få god tids - og frekvensoppløsning samtidig. Det blir et prioriterings spørsmål. Foretrekkes god tidsoppløsning, velges smale vinduer. God frekvensoppløsning forutsetter et bredt vindu som gir de ønskede frekvenskomponentene.

Av Figuren 3.4 ser vi fouriertransformasjonen av det stasjonære signaluttrykket, ref.[5]:

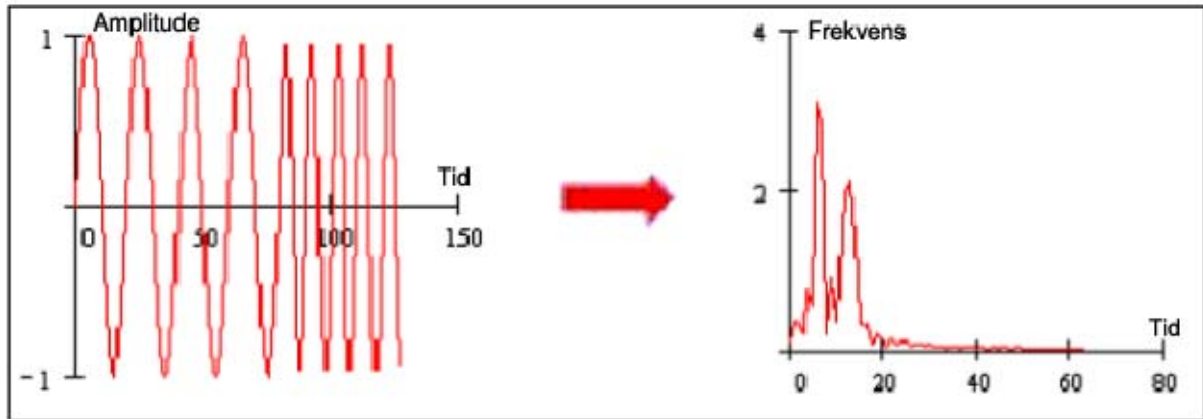
$$f(t) = \sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t) \quad \text{Ligning 3.8}$$



Figur 3.4: Stasjonært signal med tilhørende fouriertransformasjon, ref.[5].

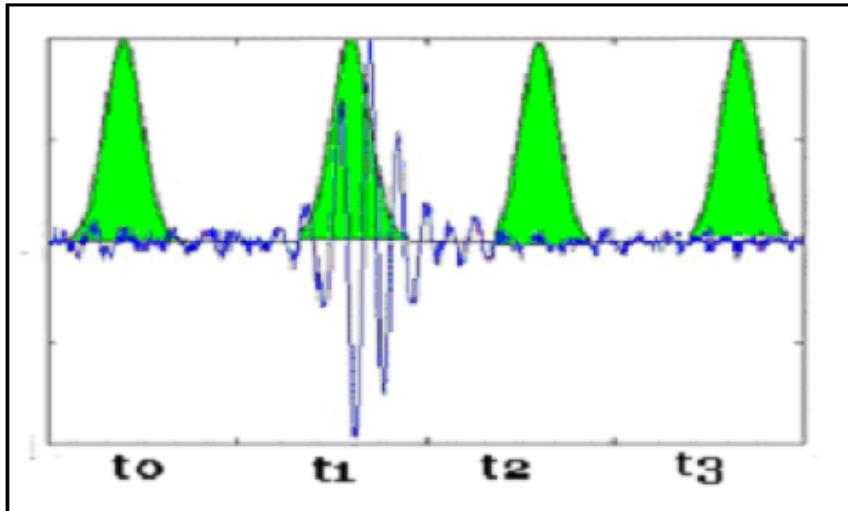
Tilsvarende ser vi i figuren 3.5 fouriertransformasjonen av det ikke- stasjonære signalet ref.[5]. Funksjonskjernen er gitt ved tilordningen:

$$X(t) = \omega_1 t \text{ hvis } t \leq 60 \text{ og } \omega_2 t \text{ hvis } t \geq 60$$



Figur 3.5: Gir fouriertransformasjonen av det ikke - stasjonære signalet, ref.[5].

Figurene 3.4 og 3.5 omhandler hhv. stasjonære og ikke- stasjonære signaler. Forskjellen mellom dem er at førstnevnte ikke beveger seg langs tidsaksen, i motsetning til sistnevnte. Av samme figurer framgår at fouriertransformasjonene blir like, selv om de opprinnelige funksjonene er ulike. Forklaringen er at de har samme frekvenskomponenter, men forskjellige tidslokalisering. Fouriertransformasjonsanalysen viser eksistensen av disse frekvenskomponentene. Den gir ikke tidsinformasjon for de ikke- stasjonære signalene.



Figur 3.6: Viser vindus- funksjonen ved de fire tidspunktene t_0, t_1, t_2 og t_3 , ref.[4].

Vindusbredden må være lik signalsegmentet der hvor vi har stasjonære signalforhold. Først plasseres vindus - funksjonen $w(t=t_0)$. Denne funksjonen multipliseres med signalet. Det fremkomne produkt betraktes som et nytt signal som skal fouriertransformeres. Fordi signaldelen oppfattes som stasjonært innenfor vinduet, vil transformasjonen gi en riktig frekvensrepresentasjon av signalet. Neste trinn blir forflytning av vinduet til en annen tid. Så utføres signalmultiplikasjon og fouriertransformasjon av det resulterende produktet. Dette gjentas inntil hele signalet er dekket. Resultatet ses i figuren ovenfor.

3.4 Wavelet Transformasjon

Wavelet transformasjon løser lokaliseringsproblemene i forbindelse med fouriertransformasjon, ref.[3]. Disse waveletfunksjonene brukes til å representere signaler eller bilder. Hovedforskjellen mellom FT og WT er at ved å anvende FT på et signal, kan man lokalisere frekvenskomponenter. Derimot greier man ikke å tidsbestemme dem. Waveletteori - anvendelse muliggjør både posisjons- og tidsbestemmelse av komponentene. Ved wavelet transformasjon byttes $e^{-2\pi jux}$ i ligningen 3.1 med en mer generell basisfunksjon. Den aktuelle basisfunksjonen har ikke nødvendigvis uendelig rekkevidde. Dette forholdet eller hurtige avtagelse gjør det nødvendig å gå et trinn videre enn det fouriertransformasjonen gjør. Det innebærer tids- eller stedsbestemmelse på detaljnivå for signalet.

3.5 Continuous Wavelet Transform

Alternativt til Short Time Fouriertransformasjon "STFT", ble Continuous Wavelet Transform "CWT" utviklet for å håndtere oppløsningsproblemet, ref.[6]. Wavelet - avbildning brukes til å dele opp signalet i wavelets, dvs. små svingninger med stor oppløsning. Kontinuerlige wavelet transformasjon brukes til å konstruere tids / frekvens representasjon med hensyn på et signal. Det gir god tids- og frekvensbestemmelse. CWT er et effektivt verktøy for å beskrive endringsegenskaper for ikke- stasjonære signaler. Kan også brukes for å avgjøre om et signal er globalt stasjonært. I tilfelle signalet ikke er stasjonært, kan CWT anvendes til å beskrive datastrømmens stasjonærdel. Tilsvarende STFT-analyse innebærer waveletanalyse signalsegmentering med hensyn på frekvens og påfølgende funksjonsmultiplikasjon. Deretter beregnes transformasjonen enkeltvis for de forskjellige segmenter for tidsdomene- signalet.

STFT og CWT er forskjellige på to viktige områder:

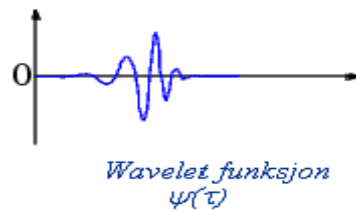
- Fouriertransformasjonen av signalet i vinduet beregnes ikke. Derfor blir en enkeltstående topp betraktet som en sinus kurve. Konsekvensen er at negative frekvenser ikke beregnes.
- Vindusbredden endres under transformasjonen. Gjelder for hvert signalspektrum. Dette er den viktigste egenskap ved wavelettransformasjonen. Formelbeskrivelse er gitt nedenfor:

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \psi_{x^\psi}(\tau, s) = \int x(t)\psi_{\tau, s}^*(t) dt \quad \text{Ligning 3.9 (a)}$$

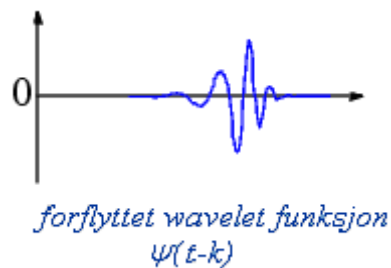
$$\psi_{\tau, s} = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t - \tau}{s}\right) \quad (b)$$

Av ligningene ser vi at transformasjonssignalet er en funksjon av de to variablene tau og s som angir hhv. forflytning og skalering. $\psi(t)$ er en transformerings (forflytnings) funksjon.

Betegnes Mother wavelet. (referert til figuren nedenfor).

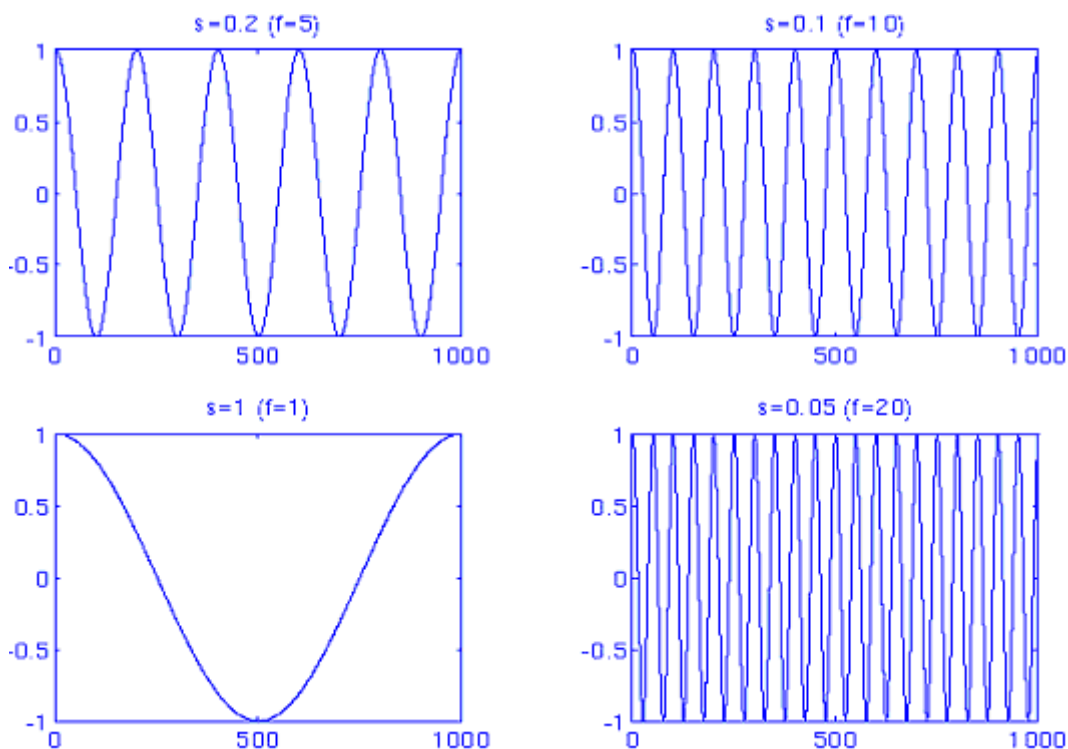


Figur 3.7: wavelet - funksjon ψ , ref.[5]



Figur 3.8: wavelet funksjon forskjøvet med størrelsen k , ref.[5]

Forflytningsprinsippet anvendes på samme måte som STFT- tilfellet. Den er knyttet til plassering av vinduet, dvs. vinduet forflyttes gjennom signalet. I motsetning til STFT har vi i wavelet ikke frekvensparametere. Anvender i stedet skaleringsparametere definert ved: $\frac{1}{\text{frekvens}}$. Figuren 3.8 viser forflytningsprinsippet. Forskyvningen av waveletbølgen blir da $\psi(t-k)$ der k forskyvningsparameteren. Skaleringsprinsippet som er en matematisk operasjon, enten ekspanderer eller komprimerer signalet i tidsdomenet.



Figur 3.9: Resultat av forskjellige frekvens- og skaleringsparametere. ref. [4].

Vi ser av figuren at $s=0.05$ betegner minste skala, og $s=1$ betegner største skala. Matematisk vil en gitt funksjon $f(st)$ tilsvare en komprimert versjon av $f(t)$ dersom $s > 1$. Tilsvarende for vi en ekspandert versjon hvis $s < 1$. På grunn av skaleringsdefinisjonen gitt ved $\frac{1}{\text{frekvens}}$, vil en skalaverdi $s > 1$ ekspandere signalet. Tilsvarende vil $s < 1$ komprimere signalet i waveletkonseptet.

Her ligner skaleringsparametere i waveletanalyse på den som anvendes i kartanalyse. Høyskalering i kartanalyse innebærer en lite detaljert gjengivelse. Motsvarende gir lavskalering en høy detaljeringsgrad. Graden av mønstergjenkjenning avhenger av signalets frekvensnivå.

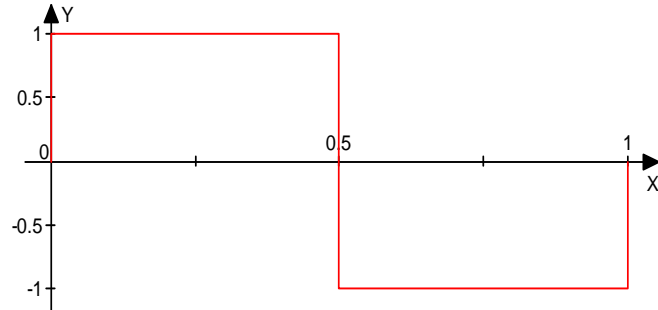
En rekke funksjoner er utviklet for CWT- koeffisientberegning. Morlet, Mexican Hat, Haar, og Mother funksjonene er nevneverdige begreper. Anvendes ofte i det aktuelle fagområdet. Viktige egenskaper/forskjeller mellom disse funksjonene gis i nedenstående beskrivelser, ref.[3].

3.5.1 Haar waveleten

Harr wavelet er best egnet til lokalisering langs første aksen. Lite egnet til frekvensbestemmelse på grunn av skarpe overganger. Figur. 3.10 angir en typisk Haar wavelet.

$$\psi(x) = \begin{cases} 1 & 0 < x \leq \frac{1}{2} \\ -1 & \frac{1}{2} < x \leq 1 \\ 0 & \text{ellers} \end{cases}$$

Ligning 3.10



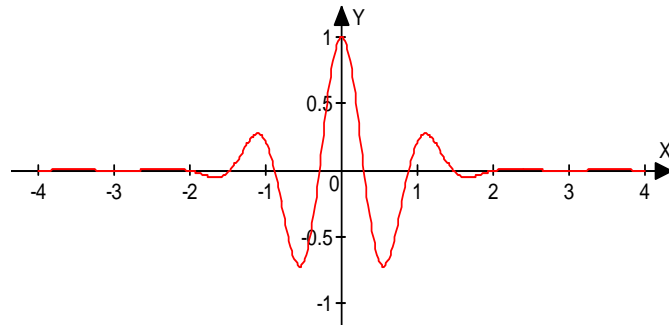
Figur 3.10. Viser funksjonens grafen til $\psi(x)$,
ref.[3]

3.5.2 Morlet wavelet

Den er gitt som en sinus funksjon multiplisert med en Gauss – funksjon. Denne funksjonen har en kompleks- og en readdel. Sistnevnte er gitt ved formelen:

$$\psi(x) = e^{-x^2} \cos\left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \cdot x\right)$$

Ligning 3.11



Figur 3.11. Grafen til bølgefunksjonen $\psi(x)$,
ref.[3]

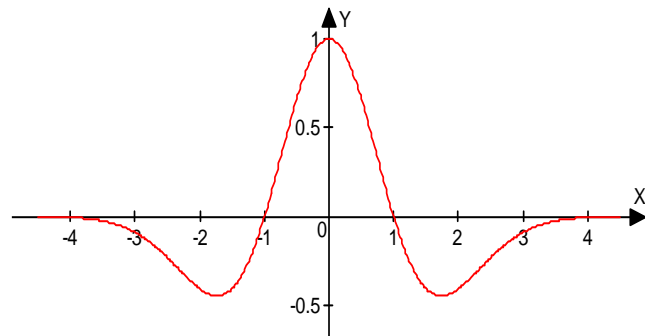
Vi får symmetri om y-aksen.

3.5.3 Mexican Hat wavelet

Ved to gangers derivasjon av en Gauss- funksjon fås Mexican Hat – utgaven av wavelet.

$$\psi(x) = (1 - x^2)e^{-\frac{x^2}{2}}$$

Ligning 3.12



Figur 3.12: Mexican Hat-wavelet, ref.[3]

Figuren viser symmetri om y – aksen.

3.5.4 Mother wavelet

Karakteristikken for Mother wavelet er at basisfunksjonen med dette navn danner utgangspunkt for eller generer alle funksjoner av type $\psi_{a,b}(x)$ ved å variere på parametere a og b eller bare b.

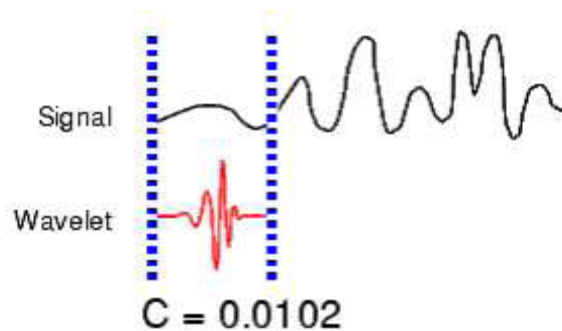
$$\psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \text{ Ligning 3.13}$$

Samtlige vinduer som benyttes er enten en forstørrelse eller en forminskelse, dessuten en forskjøvet versjon av den valgte Mother - wavelet. CWT koeffisientene dannes ved å multiplisere en skalert, forskjøvet versjon av den valgte wavelet funksjonen ψ . Deretter beregnes integrasjonsproduktet over de aktuelle tidsintervallene. Som resultat av denne CWT - beregningningen fås en mengde wavelet koeffisienter C, som er en funksjon av skalerings – og posisjonsparametre, ref [4]

$$C(\text{skalering, posisjon}) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi(\text{skalering, posisjon, } t) dt \quad \text{Lign .3.14}$$

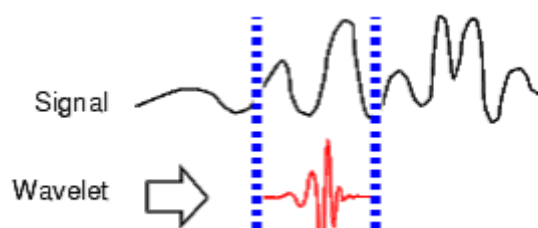
Komponentberegninger for wavelet er gitt nedenfor:

- 1- Velg en wavelet og sammenlign den med en startseksjon av signalet
- 2- Regn ut tallet C. Den viser grad av samsvaret mellom wavelet og tilhørende signalseksjon. Jo større verdi av C, jo bedre signaltilnærming. Med andre ord, hvis signal - og waveletenergi er lik 1, kan C oppfattes som en korrelasjonskoeffisient. Beregningsresultatet vil avhenge av valgt waveletform.



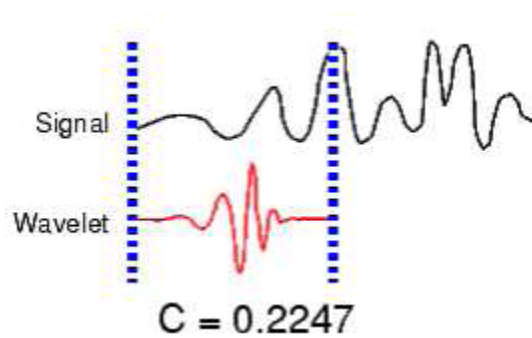
Figur 3.13: Signal med tilhørende wavelet, ref [5]

- 3- Forflytt waveleten til en ny posisjon mot høyere. Gjenta trinn 1 og 2 til hele signalet er dekket.



Figur 3.14: Waveletforskyvning til en ny posisjon, ref.[5]

1- Skalerer C - wavelet. Deretter gjentas trinnene 1,2 og 3.



Figur 3.15. Et eksempel på sterk wavelet ref.[5]

2- Gjenta trinnene 1,2,3, og 4 for alle skaleringsverdiene. Ved å sammenligne figurene 1 og 3, ser vi at det er samsvar mellom teori og praksis. Max verdi av C gir best signaltilnærming

Nå er alle mulige koeffisienter ferdig beregnet med hensyn på de forskjellige skaleringer og seksjonerer av signalet. De resulterende koeffisienter kommer fra regresjonsanalyse på waveletberegningene av det opprinnelige signalet.

3.6 Diskrete wavelet transformasjon

Diskret og kontinuerlig wavelet transformasjon har mye til felles. DWT inkluderer forskjellige frekvens- styringsfiltre med hensyn på multippel signalskala - analyse, ref. [6]. Signalet ledes gjennom en serie høypassfiltre ved høyfrekvensanalyse. Motsvarende gjennom en serie av lavpassfiltre for lavfrekvensanalyse. Vi kan få følgende problemer dersom vi anvender CWT ligningen 3.9 på et diskret signal. En kan få flere wavelets som ikke er anvendbare på det diskrete signalet. De fleste wavelet transformasjoner er ikke- analytiske og kan bare løses numerisk ved hjelp av resurskrevende algoritmer.

3.7 Wavelet støyfjerning

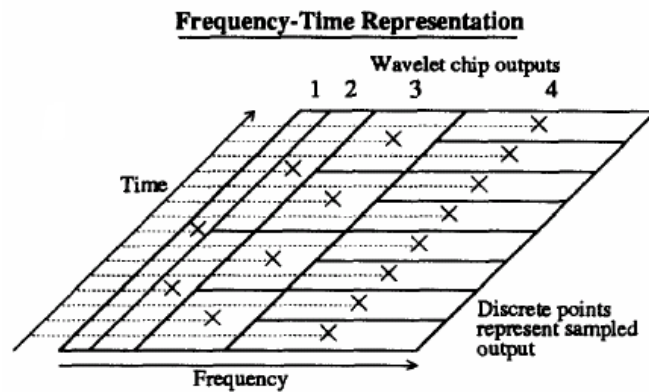
Waveletanvendelse med hensyn på støyfjerning inkluderer en rekke felter hvor støydeler av signalet dempes eller fjernes. Den mest anvendte metode er en spesiell bølgedempingsprosedyre utviklet av personene med navn Donoho og Johnstone.

3.8 Wavelets sammentrekningsprinsipp

Prinsippet anvendes i en rekke forskjellige støyfjerningsalgoritmer. Deres oppgave går ut på fjerning eller demping av enkelt koeffisienter i wavelet transformasjoner. Støyen wavelet - transformeres også. Vi ønsker å fjerne disse komponentene. De aktuelle algorimene klarer å fjerne storparten av disse wavelettransformerte støykomponentene. På den måten oppnås nesten støyfri signaltransformasjon.

3.9 Filterbank

Den kontinuerlige wavelet - transformasjonen (CWT) som utføres av en chip er en analog filteringsfunksjon, ref [7]. Den er nesten lik Gabor spectrogram [8] metoden. Gabor – ekspansjons spektrogramet består hovedsaklig av to separate todimensjonale interpolasjonsfiltre. På den måten kan det brukes effektivt mhp. fourier -transformasjonsberegninger. Den kontinuerlige wavelet - transformasjonen (CWT) og diskret wavelet transformasjonen (DWT) gir forskjellige resultater selv om begge utfører avbildninger av signalet med hensyn på tids / frekvens- simuleringer. På figur 3.16 kan vi betrakte dette.



Figur 3.16: Frekvensen som x-akse og tiden som y-akse, ref.[7]

Dette resultatet fås å ved å starte med en blokk av diskrete målinger og utføre sekvensielle høy- og lavpass- digitalbaserte filtreringer. Samme prosedyre på lavpassutgangen for å lage et båndpasssignal i serier kalt for "forsinkelsestrinn". Hver slik forsinkelse deler frekvensrommet av det løpende intervall i to halvdeler, mens den doubler tidsrommet. Slik blir tidsfrekvens produktet konstant. CWT deler signalet opp i en mengde logaritmeskalerte frekvensbånd ved å la det passere gjennom en båndpassfilterbank. En filterbank er en array av båndpassfiltre som deler inngangssignalet i forskjellige komponenter. Hver enkelt frekvens representerer et intervall av det opprinnelige signalet.

VCO – spennings kontroll- frekvensen er dimensjonert til å produsere en sekvens av hensiktsmessig fordelte frekvenser, ref [9] Når det gjelder wavelet - transformasjonen har vi at frekvensene er geometrisk relatert, dvs. at $f_{i+1} = \alpha f_i$, hvor f_i og f_{i+1} er de suksessive VCO frekvensene, og $\alpha > 1$ betegner proporsjonalitetskonstanten

Kapitel 4

Simuleringsresultater

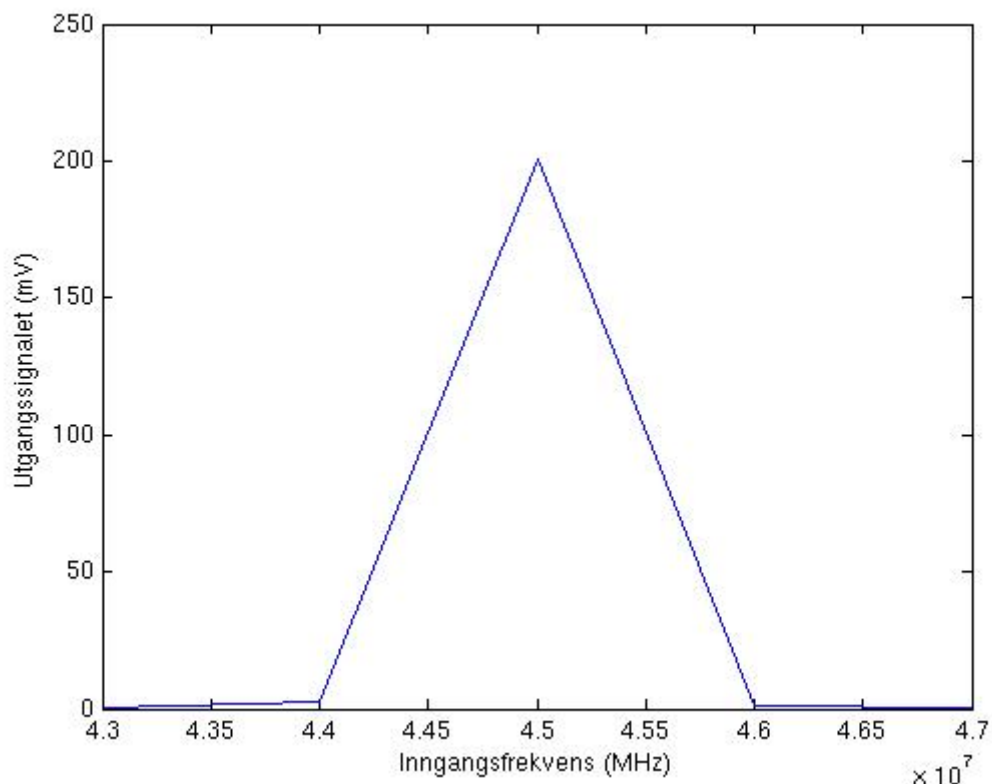
4.1 Introduksjon

I dette kapitlet gis simuleringsresultater for en enkel VCO / detektorkrets. Utførte to forskjellige simuleringstyper for denne kretsen. Hensikten var å observere hvordan utgangen gir energiinnholdet i signalet for den gitte frekvensen. VCO frekvenskontroll spenningen er justert for å produsere en konstant frekvens.

4.2 En parametric analyse av VCO/detektoren

Vi ønsket å ta et frekvens-sweep rundt den frekvensen på ca. 45MHz som anvendes i denne oppgaven. Cadence-programmet klarte ikke å utføre en kontinuerlig analyse av dette. Derfor ble det anvendt en analyse på splittet form. Frekvensområdet var 35-55MHz med et delintervall på 5MHz. Utførte samtidig noen ekstra målinger nær 45MHz.

Resultatet ble fouriertransformert for de ulike frekvensene. Dette var nødvendig da forsterkeren i detektorkretsen ikke kunne utføre den nødvendige lavpassfiltreringen. Deretter ble utgangssignalet (energien) målt ved DC fra fourierspekteret og plottet som funksjon av inngangsfrekvensen. Ved å trekke en kurve gjennom disse punktene observerer vi en tydelig respons ved en inngangsfrekvens på 45MHz, som svarer til VCO frekvensen.



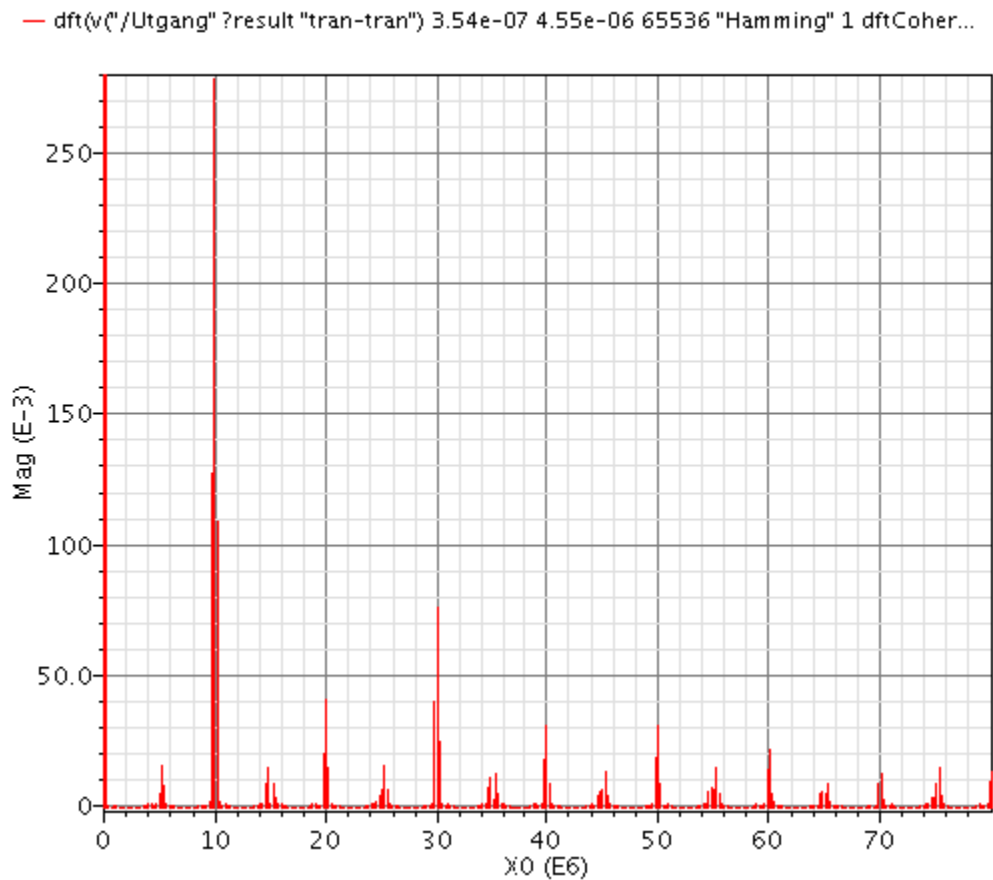
Figur 4.1: Viser utgangssignalet som funksjon av inngangsfrekvensen

Figuren ovenfor viser utgangssignalet som funksjon av inngangsfrekvensen for en enkel VCO/detektorkrets. Responsen er meget skarp. Mulig årsak er båndbredden til VCO-signalet. I oppgaveutførelsen ble det benyttet konstant sweepfrekvens da bare en kanal ble brukt.

For å undersøke om den aktuelle frekvensen til VCO/detektorkretsen ligger innenfor båndbredden til VCO-kretsen, måtte vi finne VCO-båndbredden. Et problem oppsto når vi skulle finne båndbredden til VCOen. Cadence-programmet kunne ikke finne båndbredden på en enkel måte.

4.3 En annen type test

I figur 4.2 ser vi resultatet av en inngangsfrekvens på 10MHz. Denne frekvensen ble først summert til, deretter trukket fra VCO signalet med frekvens 45MHz. Figuren viser responsen som skyldes multiplikatorens summe- og subtraksjonsfrekvenser, samt inngangsfrekvensen og dens harmoniske ledd. Det viser samtidig nødvendigheten av å bruke et lavpassfilter for å skille ut den inngangsfrekvensen som svarer til VCO-frekvensen.



Figur 4.2: Diskret fouriertransformasjon

Diskusjon

Signalet ut fra VCO splittes opp i to identiske signaler ved bruk av allpassfiltere. Følgelig fås to like, men faseforskjøvne signaler, I og Q. Andre bølgetyper som er aktuelle å behandle med en variant av den VCOen vi har brukt, er en-dimensjonale bølger, ref [7] (longitudinale bølger). Kretsen i vår oppgave er ikke designet for dette formål. Her benyttes en lavspenningsbasert cmos- multiplikator[2] som anvendes i sammenheng med multiplikator, kvadrerer og summer. Sentrale fordeler er et stort bruksområde, foruten lite plasskrav. Alternativt kunne vi anvendt en multiplikator av type wide - range Gilbert [10] i oppgaveutførelsen. Hver VCO har en bestemt frekvens som fungerer som senterfrekvensen for tilhørende filtermottaker. Utgangen til synkrondetektoren representerer energien av inngangssignalet innenfor det aktuelle frekvensbåndet. Formålet var å observere hvordan utgangen gir energiinnholdet i signalet for den aktuelle frekvensen.

Ved en chipbasert analog- cmosteknologi passerer signalene gjennom en logaritmisk skalert båndpassfilterbank. Resultatet er en matrise av diskrete punkter som beskriver inngangssignalet som en funksjon av frekvens og tid. I hver bånddel hastighetssamples signalet (anvender Nyquist teoremet). Dette går ut på at samplesignalet må ha minimumsfrekvens som er minst dobbel så stor som den største frekvensen i det signalet som skal samples, dvs. $f_{\text{samplesignal}} \geq 2f_{\text{max frekvens}}$ for signal som skal analyseres. Ofte er det vanskelig å summere et stort antall høyfrekvente signaler ved hjelp av analog kretsteknologi. I vår kretsanvendelse brukes ikke et gaussbasert båndpassfilter som er beskrevet i ref. [7].

Konklusjon

Vi skulle lage en analog transforamsjonskrets basert på wavelet. Den skulle lages ved hjelp av kvadratur- spenningskontrollert oscillator (VCO) og en tilhørende synkron-detektor.

VCOen som vi bruker har en bestemt frekvens. Synkron-detektorutgangen representerer energien av det gjeldende inngangssignalet innenfor det aktuelle båndpassfilteret.

Kvadraturkomponenten til VCOen multipliseres med inngangssignalet, forsterkes, kvadreres og summeres til slutt. Observasjonene samsvarer vesentlig med teorien. Signalgjenkjenning utføres effektivt ved en slik wavelet- basert krets.

En mindre krets kunne gjort realiseringen av utlegget enklere. Det ble ikke mulig fordi noen komponenter ikke kunne utføre de tiltenkte funksjoner. VCOen som vi realiserte kunne bare gi et signal.

For å løse dette problemet koblet vi allpassfiltre til VCOen. Slik fikk vi to faseforskjøvne signaler. Alternativ realisering kunne vært å benytte tre VCOer av type som er beskrevet i artiklene "A TUNABLE QUADRATURE OSCILLATOR WITH ONLY TRANSCONDUCTANCE ELEMENTS AND GROUNDED CAPACITORS". Praktisk oppkobling av dette var enkelt, men teorien beskrevet i artikkelen var uklar på sentrale punkter. Medførte en del realiseringsproblemer.

Lignende problemer gjorde seg gjeldende ved gjennomlesning av artikkelen "HIGH –SPEED VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR WITH QUADRATURE OUTPUT". Teori-behandlingen her var mer relatert til andre problemstillinger. Designfigurenes virkemåte var vanskelig å forstå .

En annen mulighet kunne vært benyttelse av VCOen beskrevet i artikkelen "An Analog Transform Chip". Vanskeligheten her var at designskjemaet inneholdt komponenter som ikke var forklart/beskrevet i tilhørende tekset. Følgelig kunne ikke disse nyttiggjøres i cadence - realiseringen.

En fullstendig utleggsutarbeidelse hadde vært mulig om VCOen kunne produsert to signaler og en dc- justerende biaseringskrets erstattet dc-sperrene. Kondensatorene utgjorde et problem fordi utlegget ikke kunne lage kapasitansverdier på over 864fF.

Videre arbeid

En videreføring av oppgaven kunne vært en kretsutvidelse. Kan realiseres ved å ta i bruk flere VCO/detektorkretser. Slik økes kanalantallet og signalutførelsen effektiviseres. Vi får et filterbanksystem som muliggjør parallellprosessering av signaler med ulike frekvenser. Denne måten å analysere signaler på, i kombinasjon med fleroppløsningsteknikken for signalbehandling har eksistert parallellt som uavhengige metoder. Utviklingstrenden går mot syntese av disse to signalanalysemetodene. Man bør realisere VCOer med I- og Q utgang direkte (uten bruk av ekstra allpassfilter). Dessuten er det hensiktsmessig å innføre en lavpassfunksjon i forsterkerne, eller separat.

Referanse

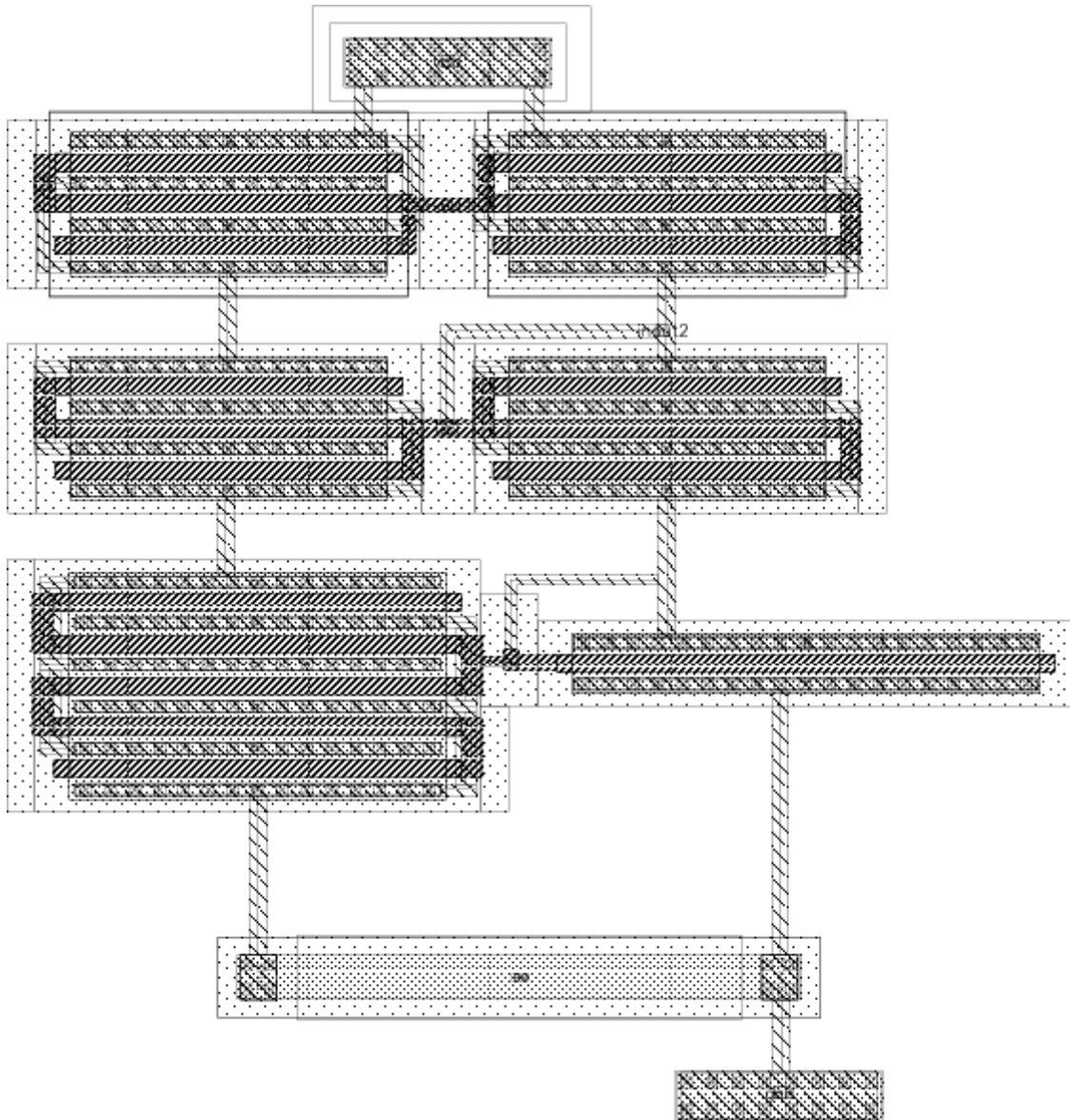
- [1] David A. Johans & Ken Martin "Analog Integrated Circuit Design".
- [2] C. J. Debono , F. Maloberti, J. Micallef "A Low- Voltage CMOS Multiplier for RF Applications".
- [3] G. B. Fløistad, K. Måge "Gjenfinning av tidlige forkalkninger i mammografibilder ved hjelp av wavelets".
- [4] I. Sharma "RF-MEMS Modulation Schemes and Continous Wavelet Transform".
- [5] Henvising til matlab program.
- [6] C. Valens "A Really Friendly Guide to Wavelets"
- [7] R. T. Edwards, M. D. Godfrey "An Analog Transform Chip".
- [8] S. Qian, Y. Rao, D. Chen "A FAST GABOR SPECTROGRAM".
- [9] E. W. Justh and F. J. Kub "ANALOG CMOS HIGH-FREQUENCY CONTINUOUS WAVELET TRANSFORM CIRCUIT".
- [10] F. J. Kub and E. W. Justh " Analog CMOS Implementation of High Frequency Least-Mean Square Error Learning Circuit".

Appendix A

Utlegg

A.1 Utleget til Biasdelen

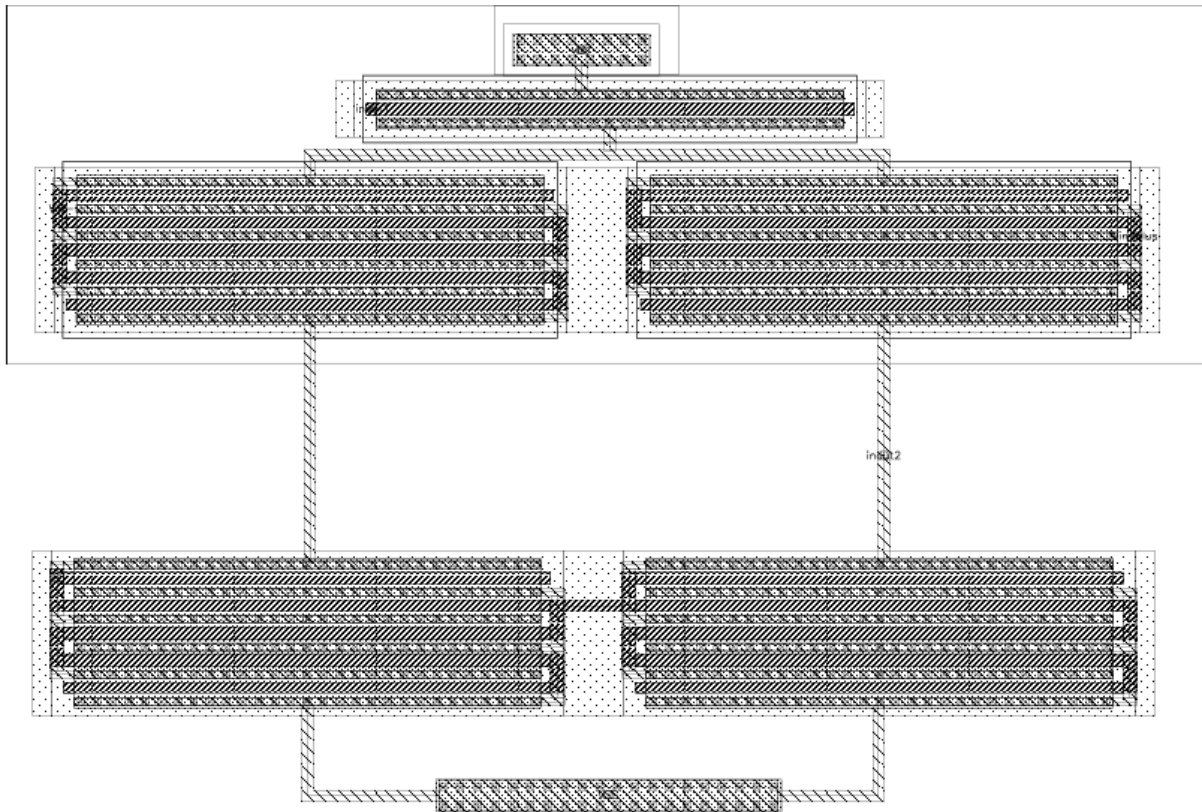
Utleget av bias-kretsen til forsterkeren er vist i figuren A.1. Symmetrimaksimering ble utprøvd for å minimere støynivået. Valgte å bruke fingers på transistorene siden det viste seg at de blir for lange i utlegget. Den største transistoren vi hadde var på 19.950 μm . I moderne produksjonsprosesser hvor nedenstående komponenttype utvikles, har man klart å eliminere / fjerne forstyrrende gradienter. Et viktig unntak gjelder fabrikasjon av fingerstrukturer. Her spiller randdivergenser en viktig rolle, noe man må ta hensyn til. Som det framgår av figur A.1 benyttes metall 1 hovedsakelig i sammenkoblingen av drain-delene. Tilsvarende i source-delene. På gatesammenkoblingene benyttet vi et polybasert stoff.



Figur A.1: Utleget til Bias-kretsen

A.2 Utlegget til Diff - forsterkeren

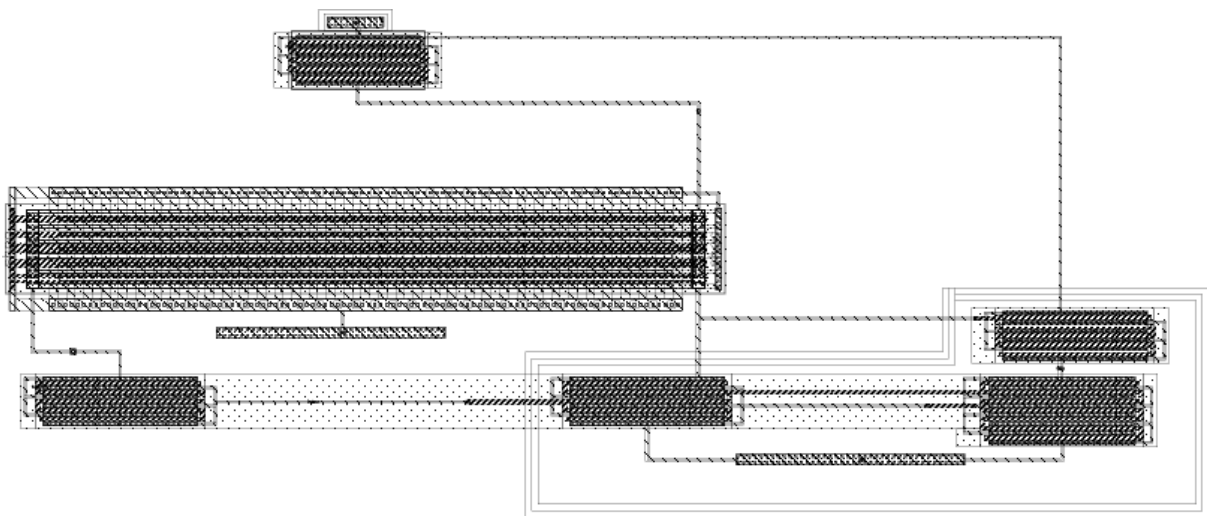
Diff - forsterkerutlegget er vist i figur A.2. Som i bias - kretsen forsøkte vi å symmetrimaksimere utlegget. Derfor ble fingersteknikken benyttet. Hensikten var å minimalisere utlegget. Metall type 1 ble brukt til transistorsammenkobling. NW (n-brønn) omgir samtlige pmos transistorer. Hensikten var at bulken til alle pmos - transistorene skulle kobles til vdd.



Figur A.2: Utlegget til Diff – forsterkeren

A.3 Utlegget til Buffer- forsterkeren

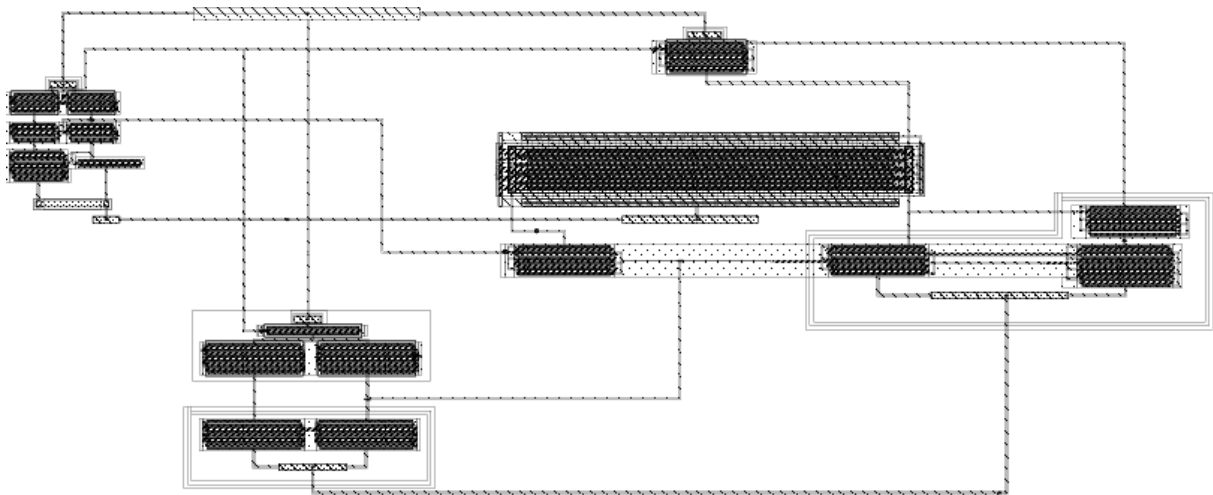
På figur A.3 kan man se utlegget til common – source - og bufferdelen av forsterkeren. Forsøkte symmetrimaksimering. Hovedsakelig ble metall 1 benyttet for å koble komponentene sammen. For å unngå kortslutning måtte vi i tillegg anvende metall 2. Den anvendte kondensatoren, "cfrmlm5", måtte ligge i metallområdet fra 1 til 5. Tre forskjellige spenningsnivåer ble brukt. Dette gjorde det nødvendig å skille mellom gnd - og vss- nivåene. Problemet løste vi ved å legge en nw rundt den kanten som skulle til vss. Årsaken var at utlegget ikke kan godta gnd (null) - og vss- spenningsnivå samtidig.



Figur A.3: Utlegget til Buffer - delen.

A.4 Utlegget til hele forsterkeren

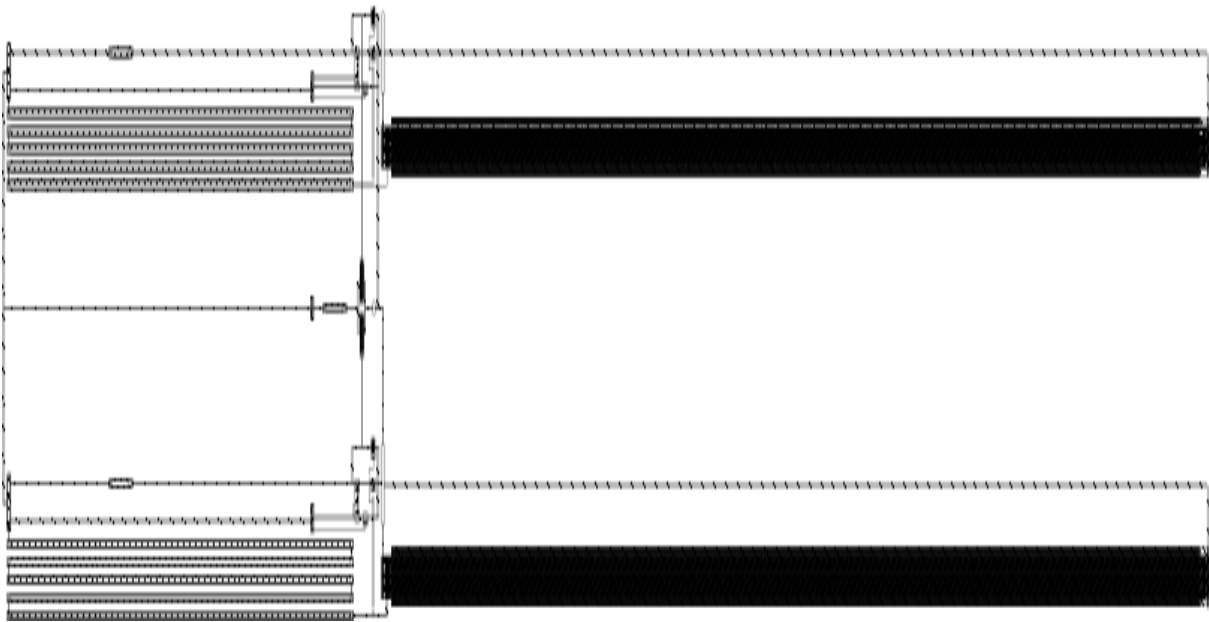
Sammenkobling av utleggene A.1, A.2 og A.3. Vi har hovedsakelig brukt metall 1 for sammenkoblingen, men ble nødt til bruke metall 2 i et par områder. Som i buffer - delen ble nw plassert rundt den kanten som skulle til vss på diff- delen. Hensikten var at utlegget ikke godtar forskjellige spenningsnivåer, dvs. gnd og vss. Den delen som skulle til vss fra diff- og bufferdelene ble sammenkoblet via en pinne. På figur A.4 kan man se hele forsterkerutlegget.



Figur A.4: Utlegget til hele forsterkeren - delen

A.5 Utleppet til multiplikatoren

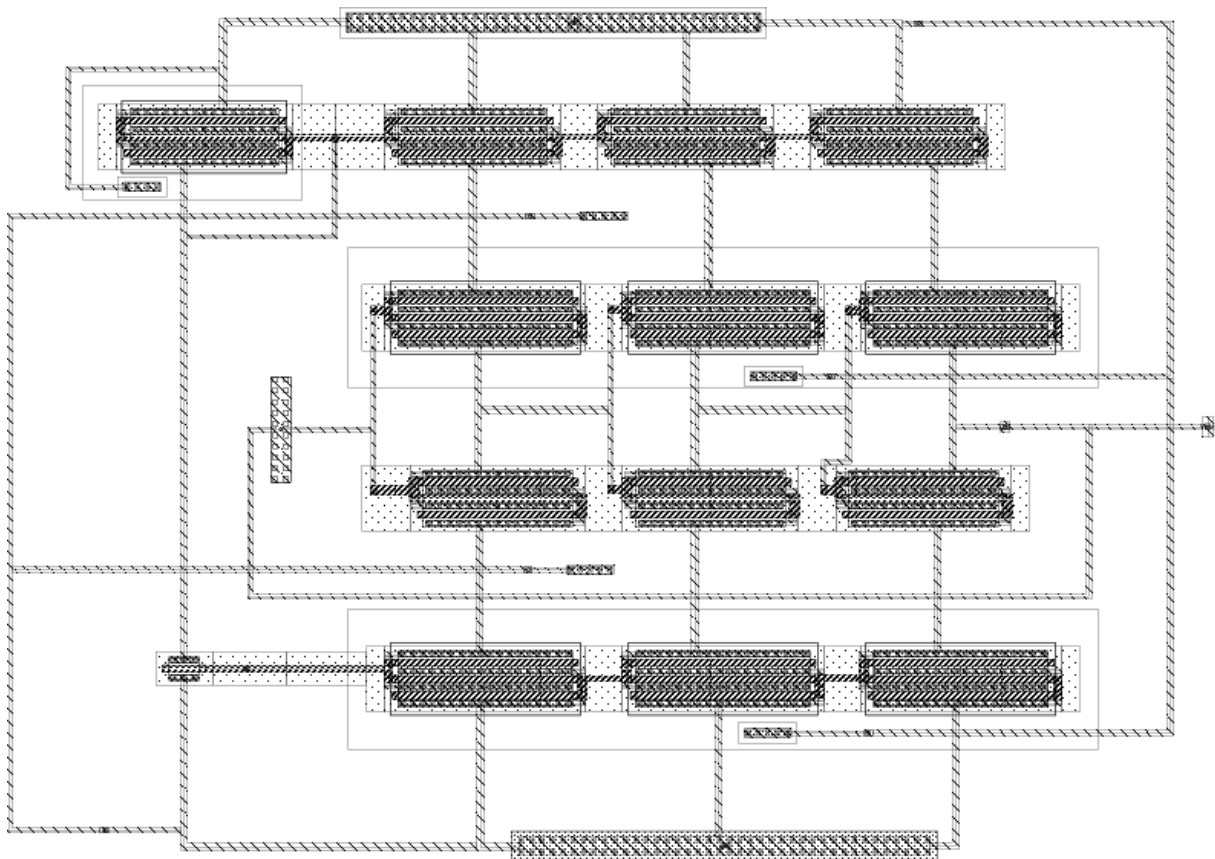
Figur A.5 viser utlegget av multiplikatoren. Av plasshensyn ble $100\text{K}\Omega$ motstanden erstattet med en seriekobling på fem $20\text{K}\Omega$. Benyttet rnodrpo motstanden fordi den har bedre egenskaper enn de andre aktuelle motstandene. Simuleringen som inkluderte rhiporpo - motstanden ga et mye dårligere resultat enn tilsvarende for rnodrpo. Antagelig skyldes det at rhiporpo- motstanden er polybasert som er lettere støypåvirkelig. Opprinnelig kondensatorverdi var på 1pF . På grunn av dens betydelige usikkerhet ($\pm 20\%$) oppnådde vi bare en verdi på 864fF . Kondensatorens store plasskrav nødvendiggjorde bruk av lange ledninger.



Figur A.5: Viser utlegget av multiplikatoren

A.6 Utleget til VCO - kretsen

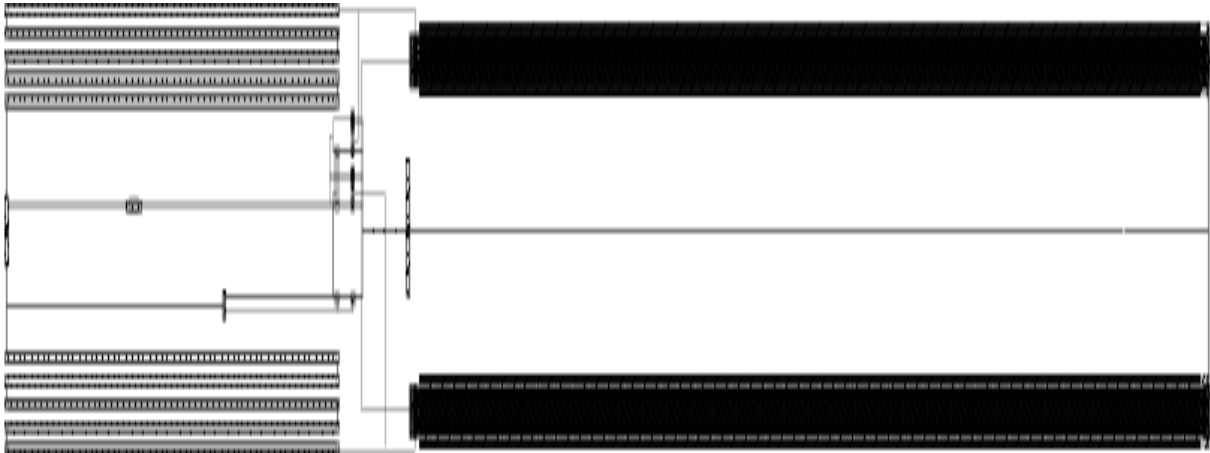
Utleget til VCOen er vist i figur A.6. Forsøkte å symmetrimaksimere av hensyn til plassutnyttelse og støybetraktninger. Anvendte fingersprinsippet på hele systemet. Det store antall ledninger nødvendiggjorde en løsning med tre metallag. Først ble bulken til nmos - transistorene koblet til en substratkontakt som ble viderekoblet til jord. Tilsvarende for pmos - transistorene. Tilhørende bulk skulle til vdd. Dette ble løst ved å plassere pmos transistorene i en brønn. I dette isolerte systemet ble det plassert en brønnkontakt som ble viderekoblet til vdd.



Figur A.6: Viser utlegget til VCO-en

A.7 Utleget til summeren

I figuren nedenfor ser man utlegget av summeren. Her erstattes en $100\text{K}\Omega$ med en seriekobling på fem $20\text{K}\Omega$. Tilsvarende framgangsmåte som i multiplikatoropplegget. Anvendte samme type motstander og kondensatorer. Småtransistorbruk viste seg å være lite gunstig. Årsaken var at støybidragssummen fra småtransistorene var større enn tilsvarende for den store transistoren. Det ble først oppdaget i utlegget.

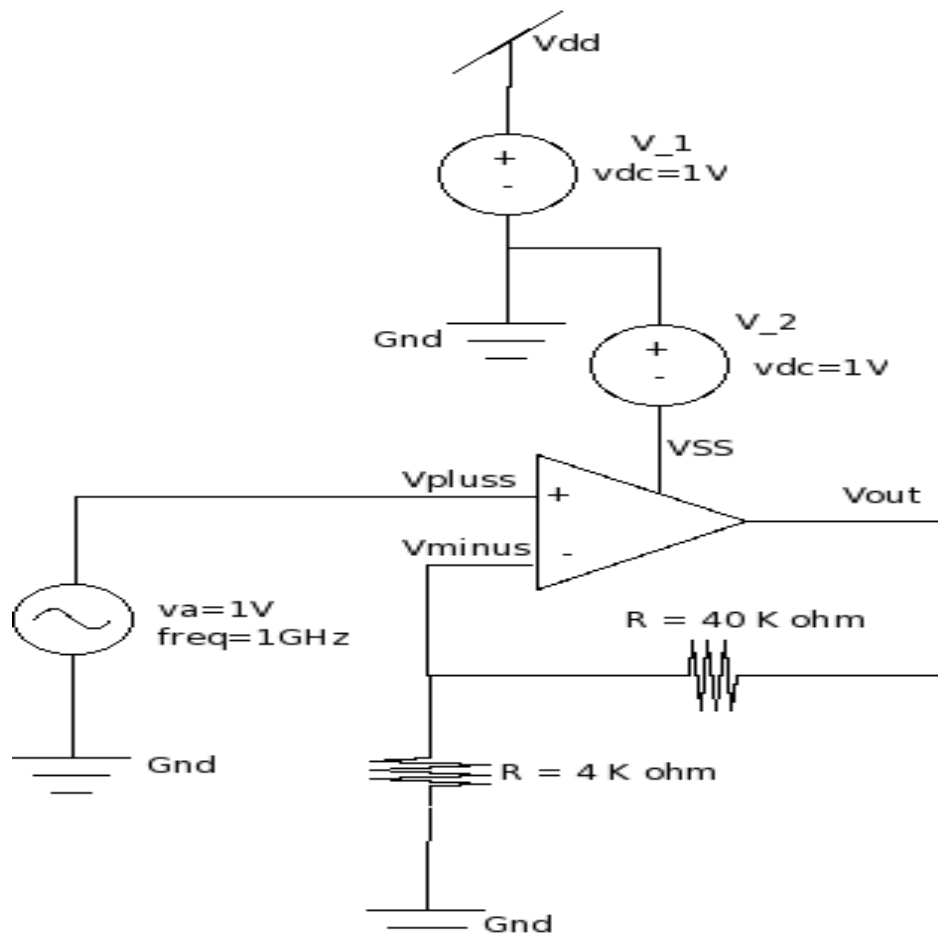


Figur A.7: Utlegg av summeren

Appendix B
Simuleringsresultater av
de enkelte komponentene

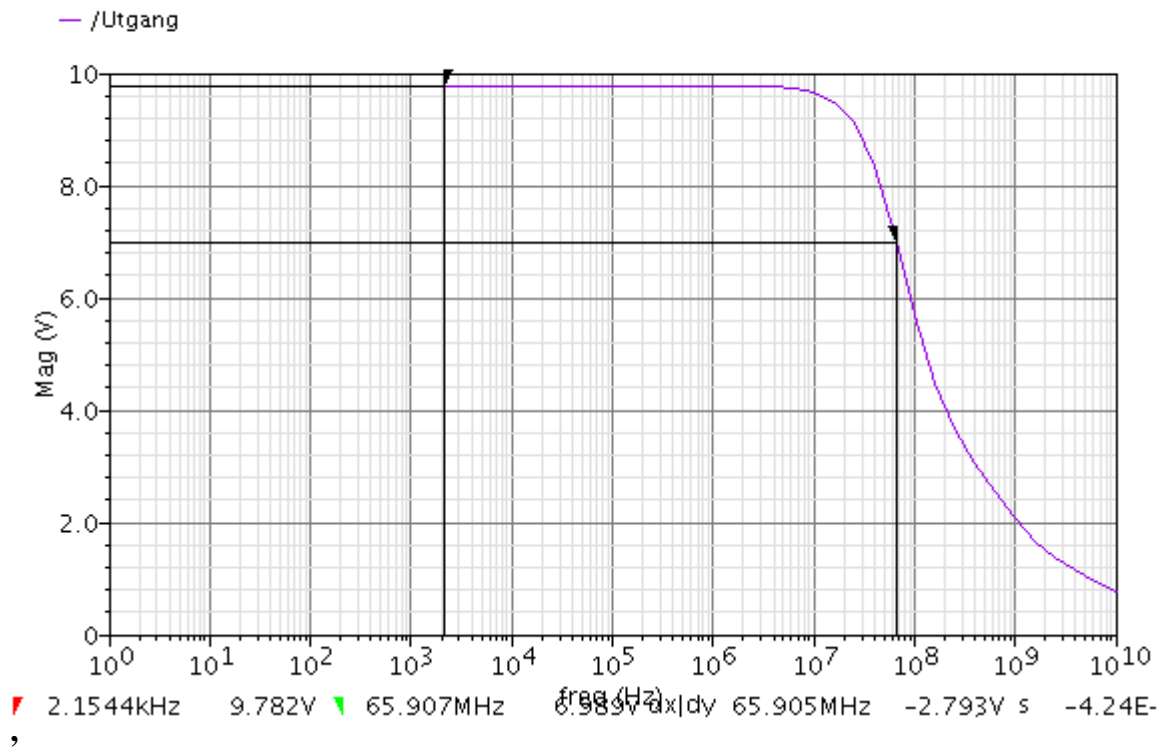
B.1 Forsterkerens AC-simulering og stabilitetsvurderinger av skjema og utlegg

Her presenteres AC - simulering og stabilitetsvurderinger av forsterkeren. Av figur B.1 framgår det at vi har en ikke - inverterende forsterker med en forsterkning på 10 ganger. Forsterkningen har høy inngangsmotstand, men lav utgangsmotstand (nesten null). Sweep - området er (-1V til 1V). I figurene B.2 og B.3 vises AC- simuleringene av hhv. skjema og utlegg til forsterkningen. Grafene viser spenningen som funksjon av frekvensen. I skjema B.2 observeres et knekkpunkt på 65.9MHz og en forsterkning på 9.7V. Tilsvarende ses i figur B.3 et knekkpunkt på 70.23MHz og en forsterkning på 9.99V. Eneste forskjell mellom skjema og utlegg er at ved høye frekvenser på 10^{10} vil forsterkningen oscillere på utlegget. Det framgår tydelig på figuren til utlegget. Grunnen til at det oscillerer ved GHz området er at Cadence - programmet ikke klarer å simulere i hele utleggets verdiområde.



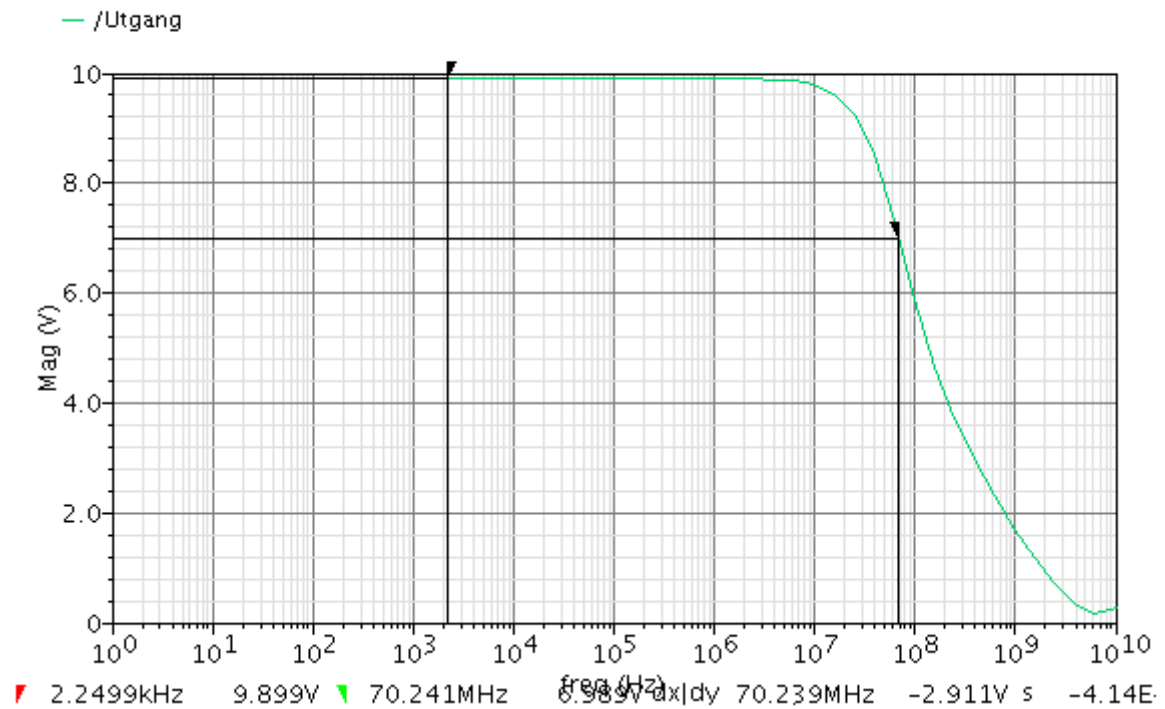
Figur B.1: Viser simuleringen av den ikke- inverterende opampen.

AC Response



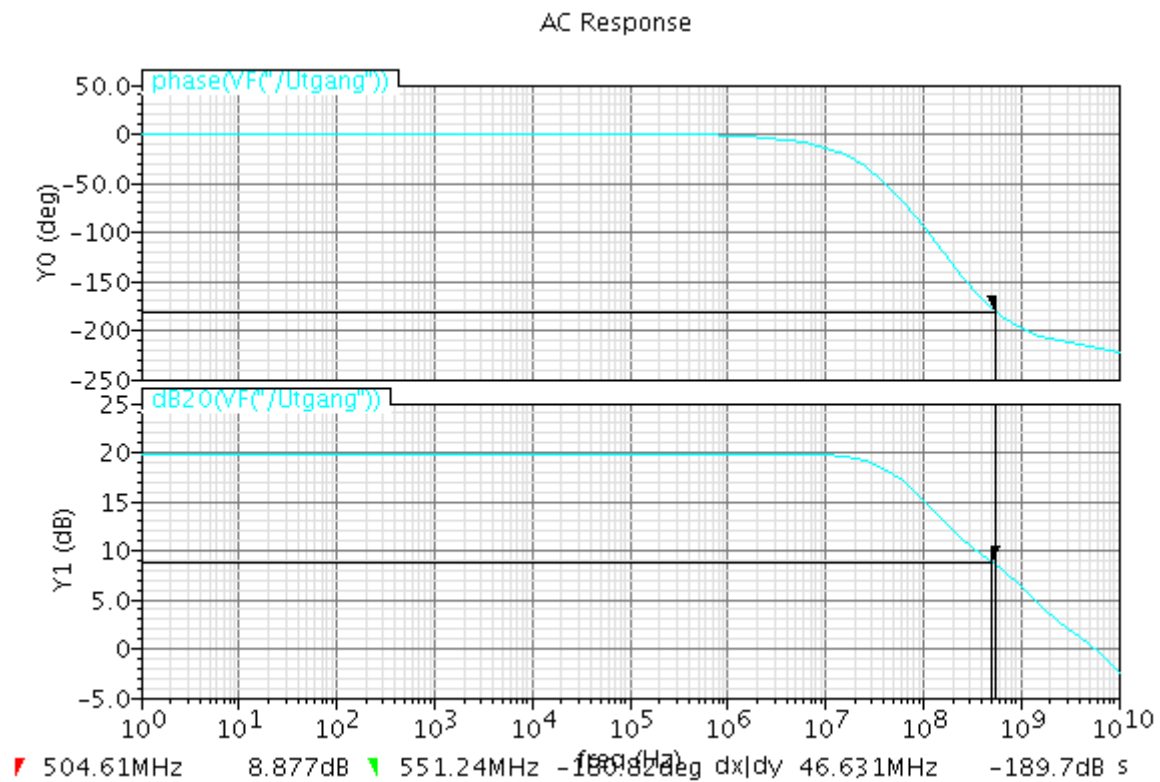
Figur B.2: AC-simulering av skjema til forsterkeren

AC Response

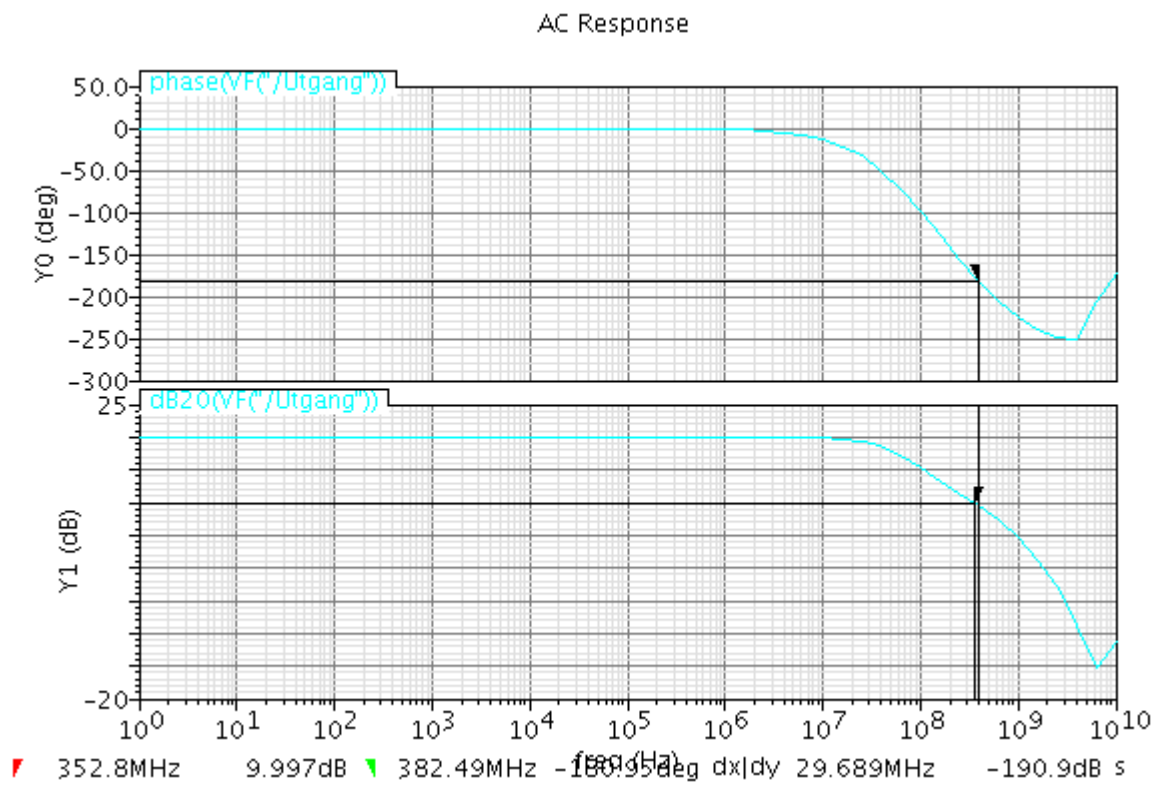


Figur B.3: AC- simulering til forsterkerutlegget

Grafene i figur B.4 og B.5 viser dB forsterkning med tilhørende faseforskyvning. Vi har en forsterkning på ca. 20dB med en båndbredde på ca 67MHz. I figur B.4 vises hhv. fase og forsterkning som funksjon av frekvens. Fasen betraktes i stabil tilstand ved 180 grader. Det tilsvarer en forsterkning på 8.87dB. Siden signalforsterkningen på utgangen er 11 ganger større enn på den negative inngangen, oppnås en forsterkning på mindre enn 11 dB. Dette virker rimelig. På utlegget i figur B.5 har vi en forsterkning på 9.99dB ved en fase på 180 grader.



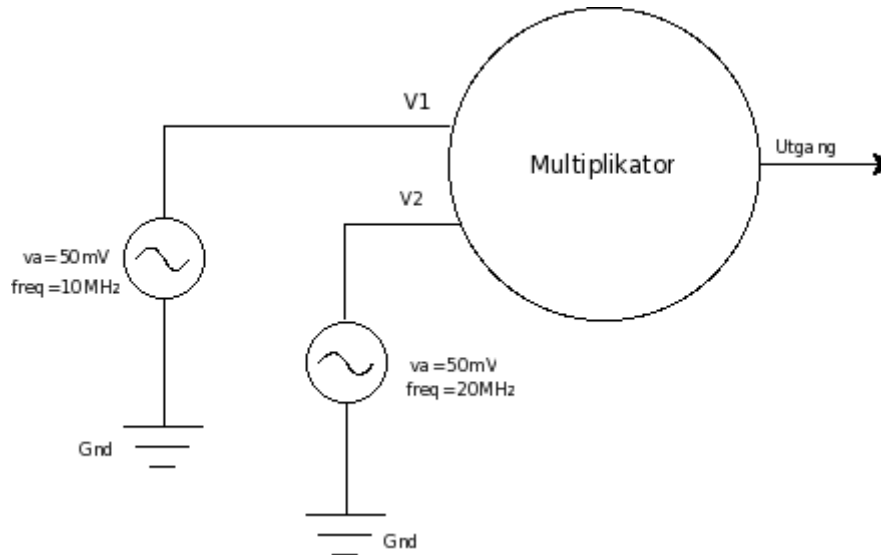
Figur B.4: Fasevurdering og forsterkning av skjema til forsterkeren.



Figur B.5: Fasevurdering og forsterkning av utlegget til forsterkeren.

B.2 Transientsimulering og diskret fouriertransformasjon av multiplikatoren i skjema og utlegg

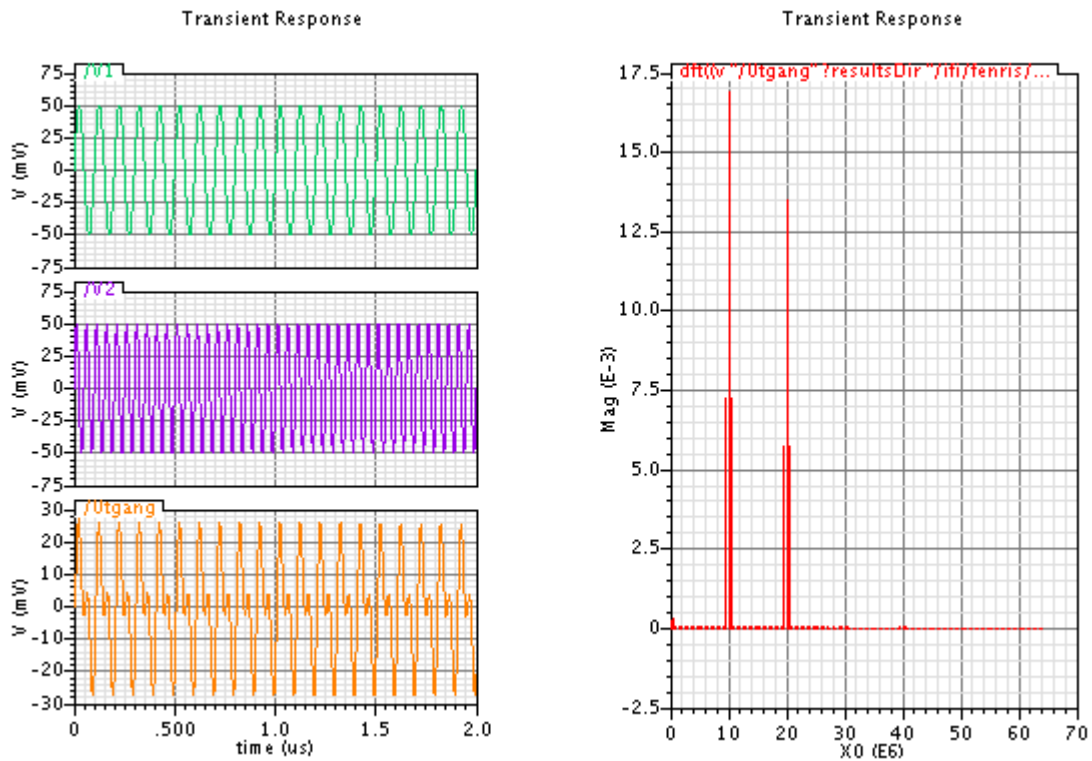
På figur B.6 betraktes to 50mV vekselspenningskilder. Tilhørende frekvenser er på hhv. 10MHz og 20MHz



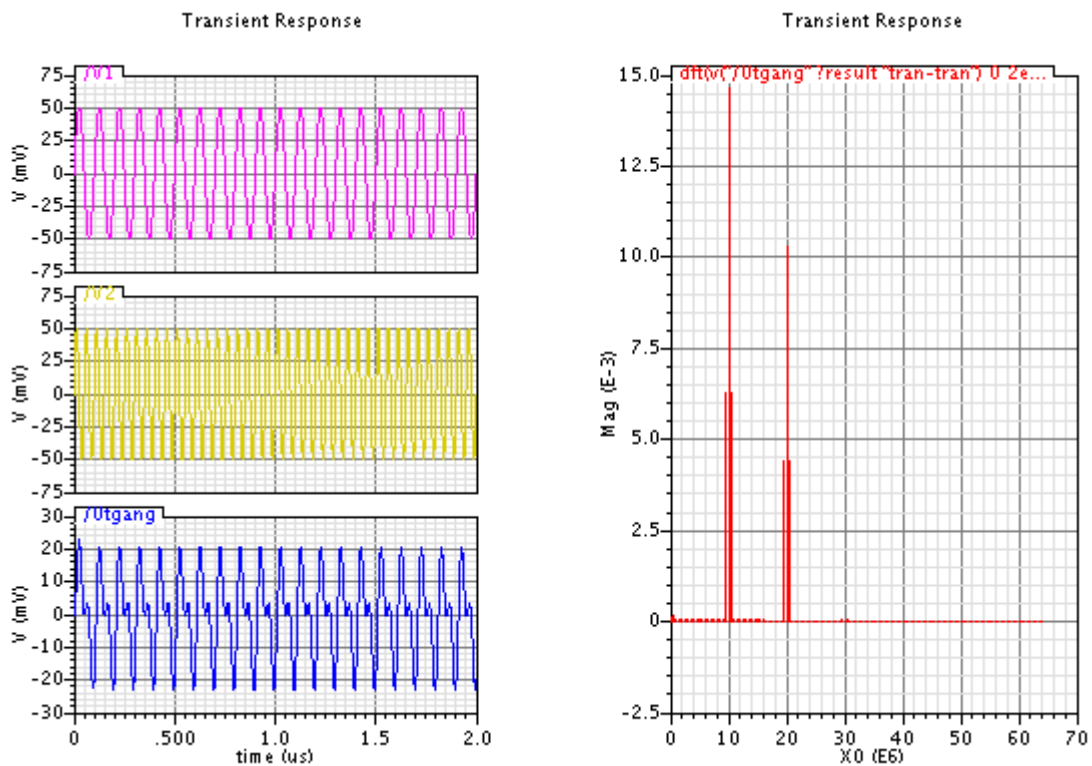
Figur B.6: Transientsimulering av multiplikatoren

I figurene B.7 og B.8 ses to forskjellige grafer, hhv. for skjema og utlegg. De til venstre viser spenningen som funksjon av tiden. Utgangsspenningen er produktet av V_1 og V_2 . Disse har hhv. frekvensene 10MHz og 20MHz. Multiplikasjonen utføres ved først å ta maksverdien. Når denne har nådd null - nivå, starter den andre.

Tilsvarende viser skjemaene til høyre i grafene B.7 og B.8 amplituderresponsen som funksjon av frekvensen. Eneste synlige forskjell er at utslaget er mindre på utlegget enn på skjemaet. Det forklares som spenningsstap på grunn av lange ledninger. Utlegget er designet nær opptil skjemaet.



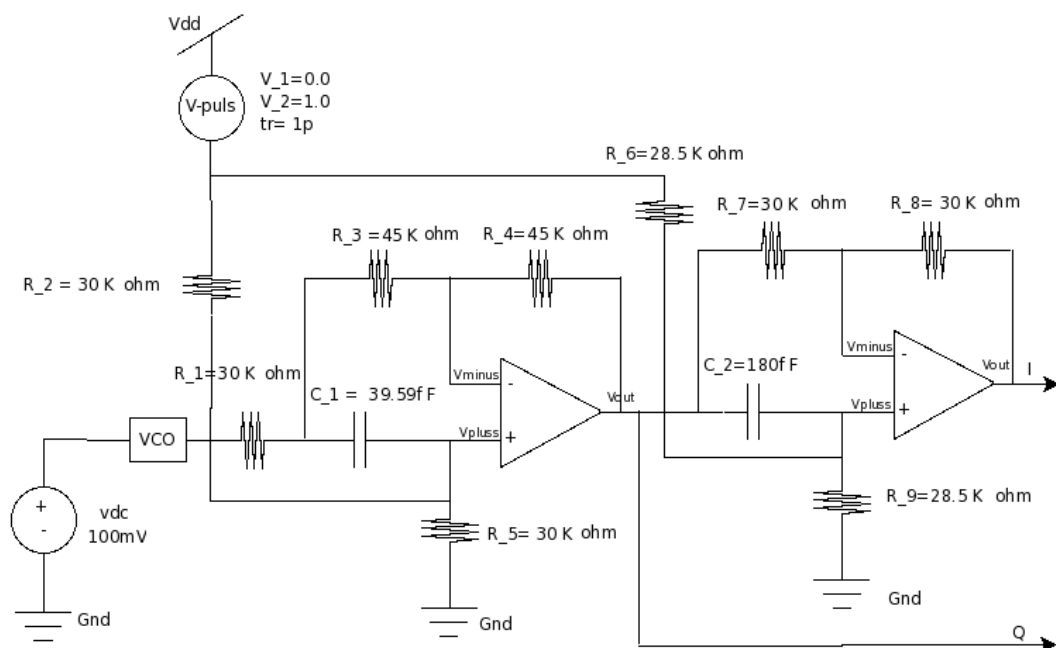
Figur B.7: Transientsimulering og den diskrete fouriertransformasjon av skjemaet til multiplikatoren.



Figur B.8: Transientsimulering og den diskrete fouriertransformasjon av utlegget til multiplikatoren

B.3 Transientsimulering av skjema og utlegg for VCO

Referer til figur B.9. To allpassfiltre ble koblet etter hverandre for å få en best mulig sinus - formet kurve. Viktigste funksjon til filteret er at den slipper alle frekvenser gjennom, men bevirker en forsinkelse (delay) mellom de ønskede frekvenser. For å tilpasse all passfilteret til denne oppgaven, var det nødvendig med justeringer. Ved høye frekvenser fungerer kondensatorene som en kortslutningskrets. Slik dannes unit gain spenningsbuffer. Motsvarende har vi at ved lave frekvenser og DC, virker kondensatorene som en åpen krets og fungerer som en inverterende forsterker med unit gain. Først målte vi ut fra VCOen. Deretter ut fra all passfilteret. På tross av disse justeringene i VCO designet, hadde responssignalet fremdeles trekantform. For å få bedre sinusform kobles to allpassfiltre etter hverandre. Årsaken til at vi ikke her kunne bruke to lavpassfiltre etter hverandre, var at dempningen ble for stor. Dempningsverdien skulle vært 9dB. Hensikten var oppnå en VCO- utgangsfrekvensverdi under 50MHz. For å realisere dette brukte vi en VCO-inngangsspenning på 100mV. Verdien ble funnet ved testing. En V-puls ble brukt som forsyningspenning, fordi Cadence - programmet ikke var i stand til å sette initialbetingelser på VCO - utlegget.



Figur B.9: Justert krets etter innkobling av all passfilteret

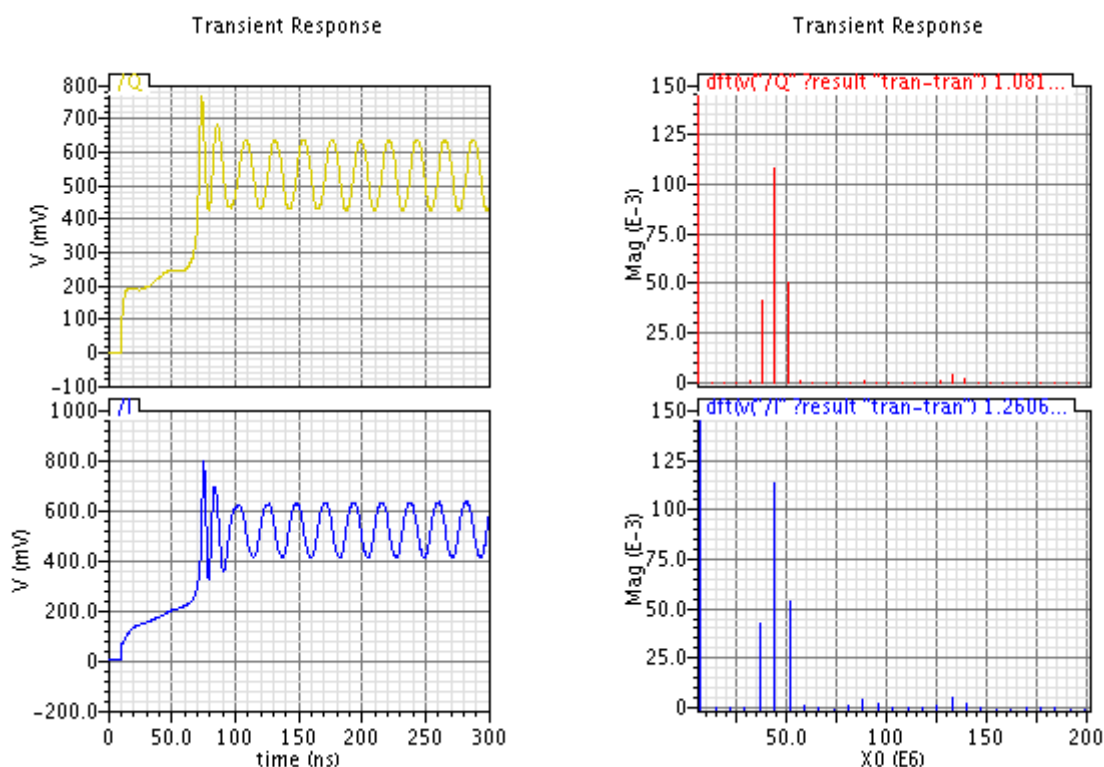
Kretssimulering i figuren ovenfor ses på hhv. figurene B.10 og B.11. Kurvene til venstre viser transientsimuleringene av inngangssignalene I og Q. Til høyre ses de diskrete fouriertransformasjonene av skjema og utlegg.

Inngangsspenningen til VCOen ble oppjustert med 15mV i utlegget. Årsaken er større tidsforsinkelse på utlegget.

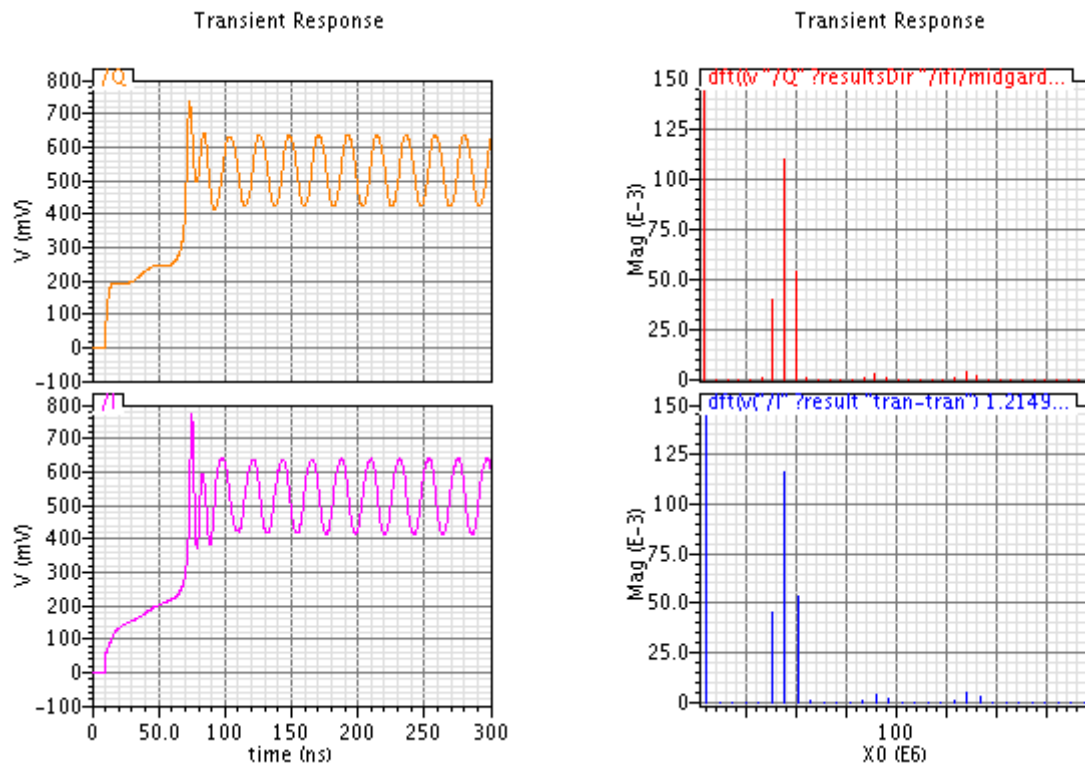
På venstre side av figurene til B.10 og B.11 ser vi signalresponsen som funksjon av tid. Signalene får nesten identiske amplituderesponser. Frekvensverdien er 45MHz.

Cadence - programmet kunne ikke håndtere den aktuelle initialverdi på utlegget. V- pulsen som ble brukt som alternativ kunne tilordnes to forskjellige spenningsnivåer. Dette ble løst ved først å sette spenningsnivå til null. Så ble pulsen gitt en forsinkelse (delay). Deretter tilordnes spenningsverdien 1V som bevirket oscillasjon.

Tilsvarende angir grafene til høyre i figurene B.10 og B.11 amplituderesponser som funksjon av frekvensen. Avlest frekvens er 45MHz. Det framgår tydelig av grafene.



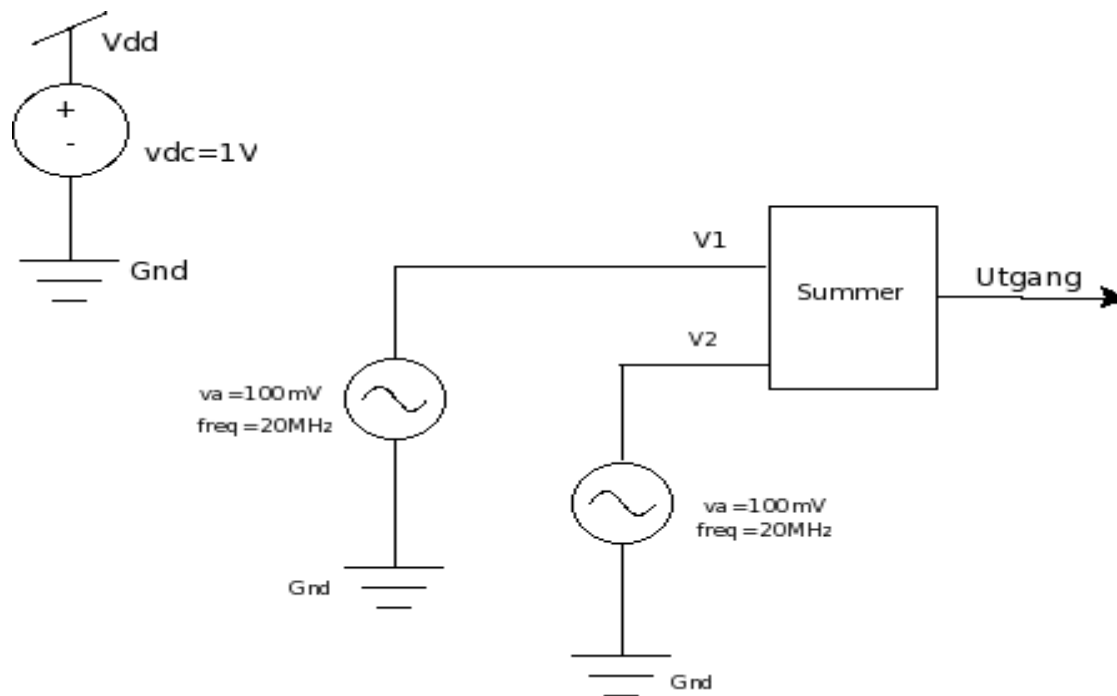
Figur B.10: Transientsimulering med tilhørende diskret fouriertransformasjon av skjemaet



Figur B.11: Transientsimulering med tilhørende diskret fouriertransformasjon av utlegget

B. 4 Transientsimulering og diskret fouriertransformasjon av summeren i skjema og utlegg

På figur B.12 betraktes to ekvivalente vekselspenningskilder med spenning 100mV og frekvens 20MHz. Forsyningsspenningen var på 1V.



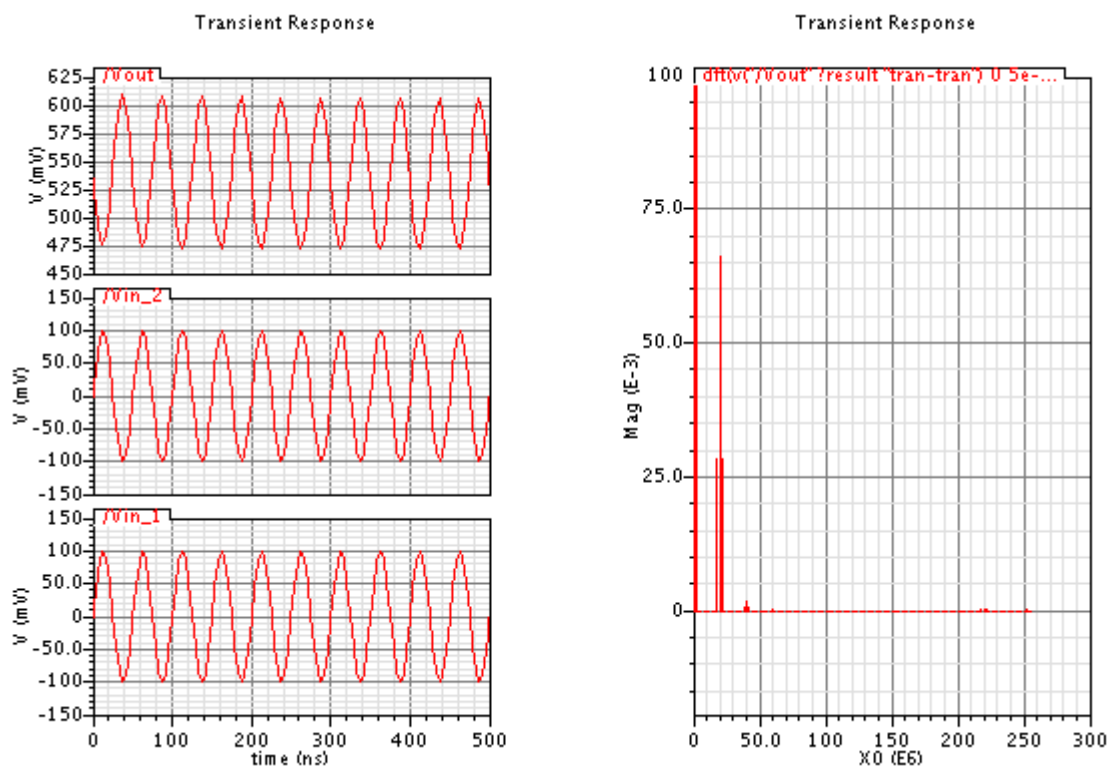
Figur B.12: Transientsimulering av summeren

Grafene til venstre i figurene B.13 og B.14 viser spenningen som funksjon av tiden. Tilsvarende gir figurene til høyre amplituderresponsen som funksjon av frekvensen.

Forklaring til figur B.13

I figuren øverst til venstre ses den inverterte summen av inngangssignalene Vin_1 og Vin_2. Utgangssignalet (Vout) har en toppverdi på 608.74mV med tilhørende bunnivåverdi 473.1mV. DC- nivået beregnes som gjennomsnittet av disse verdiene. Det blir 540.9mV. Differansen beregnes ved (topp – dc)- nivået. Tilsvarende for (bunn – dc) – nivået. Absoluttverdien for begge blir 67.8mV. Denne verdien avleses til høyre i figur B.4.2. Forsterkningen A er gitt ved uttrykket:

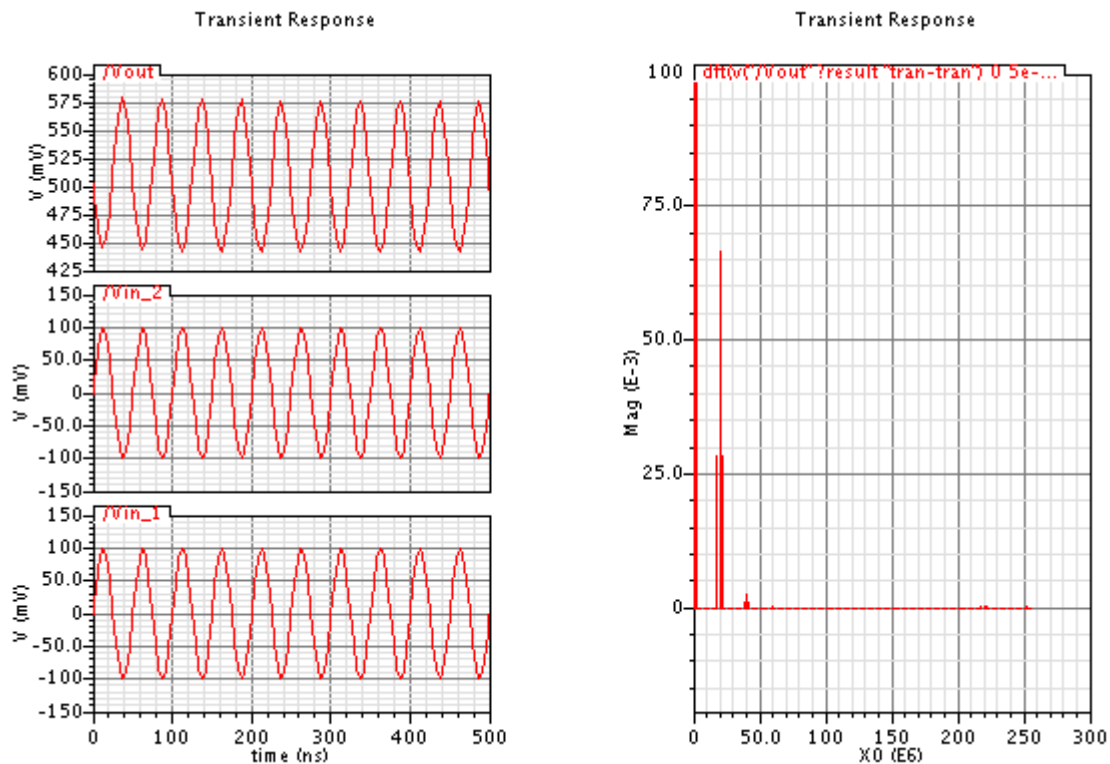
$$A = \frac{\text{Absoluttverdien(differansen)}}{\text{Inngangsspenningen}} = \frac{67.8\text{mV}}{100\text{mV}} = -0.67 \text{ (negativt fortegn).}$$



Figur B.13: Transientsimulering til venstre og diskret fouriertransformasjon til høyre av skjema

Forklaring til figur B.14

Som beskrevet ovenfor er V_{out} den inverterte summen av inngangssignalene V_{in_1} og V_{in_2} . Tilsvarende beregnes utgangens toppverdi som er 578.44mV og bunnivåverdi 443.63mV. Dette gir et dc- nivå på 511.035mV. Beregningen gir samme absoluttverdi for nivåforskjellen mellom (topp - dc) og (bunn - dc) som i beregningene rett over og får verdien 67.8mV. Det kan avlese i figuren til høyre. Eneste forskjell er forskyvning av dc - nivået. Forsterkningsverdien blir den samme.



Figur B.14: Transientsimulering til venstre og diskret fouriertransformasjon til høyre av utlegget

An analog Wavelet Transform Chip
R. Timothy Edwards Michael D.
Godfrey

An Analog Wavelet Transform Chip

R. Timothy Edwards

Michael D. Godfrey*

ISL, Dept. of Electrical Engineering

Stanford University

Stanford, California 94305

Abstract— This paper describes the theory and implementation in subthreshold analog CMOS technology of a circuit which performs continuous wavelet decompositions of a one-dimensional (e.g., audio) input. The analog wavelet outputs are the output of a logarithmically scaled bank of bandpass filters; each band is sampled at a rate proportional to the Nyquist rate of the highest frequency content of that band. The result is a matrix of discrete points describing the input signal as a function of both frequency and time. The filter function of each band is gaussian shaped in order to best resolve the uncertainty relation between time and frequency at each sampled point.

I. INTRODUCTION

The authors have designed and built a chip which performs continuous wavelet transforms on its input using analog subthreshold CMOS circuits fabricated in a standard process.

The Continuous Wavelet Transform (CWT) performed by the chip is an analog filtering function similar to what is known as the Gabor spectrogram [1]. It is not to be confused with the Discrete Wavelet Transform (DWT), although the result of both transforms is a similar time-frequency description of a signal. That description is shown graphically in Fig. 1. The DWT produces this result by starting with a block of discrete data and performing successive high- and low-pass digital filtering. The filtering is repeated on the low-pass output in order to band-pass the signal in a series of stages called “dilations.” Each dilation divides the frequency space of the current interval in half while doubling the time span, thus keeping the time-frequency product constant. The CWT divides a signal into a set of logarithmically-scaled frequency bands by passing it through a bank of bandpass filters. The simplest and most natural form of the bandpass filter is a

This chip was designed by T. Edwards under the direction of M. D. Godfrey, and fabricated by Zilog Corporation of Campbell, California. Zilog provided the funding for this project.

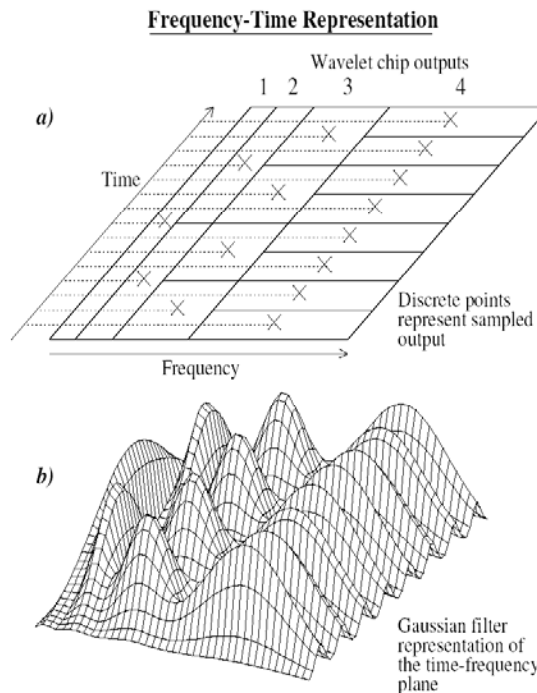


Fig. 1. Output sampling and frequency-time representation of the input.

gaussian-shaped function,

$$f(\omega) = e^{-\omega^2/2\sigma^2} \quad (1)$$

which is also gaussian-shaped (and therefore effectively bandlimited) in the time domain. A few other useful filter functions have been investigated in [1, 2]. The CWT as described is merely a band equalizer; in order to produce the most efficient description in terms of the time-frequency uncertainty relation, each frequency band is sampled at a rate proportional to its bandwidth. The result is that each rectangle in the time-frequency plane has an equal

area representing the effective time and frequency bandwidths of the gaussian filter (with some overlap).

Fig. 1a shows how proper sampling of the transform outputs creates a set of points which best describes the input signal as a function of both time and frequency. If the filter bands are sampled in the binary-tree fashion shown and the channels are centered on a \log_2 scale, the samples can be easily time-division multiplexed into a single output stream. Fig. 1b is a representation of the gaussian filter functions which produce each sampled value.

This chip was built as an alternative to using a computer or DSP system to perform the same transform; the advantages of this approach are reduced size and power consumption. The resulting analog implementation is inflexible in terms of ability to reprogram the function performed, and requires dealing with the problems of temperature sensitivity, variable process parameters, and noise injection throughout the circuit. However, we believe that the circuit will be effective for speech signals and will be smaller and cheaper than the digital alternatives. The circuit is based on the Analog VLSI techniques described by Carver Mead in *Analog VLSI and Neural Systems* [3].

II. COMPLEX DEMODULATION

In order to simplify the process of designing bandpass filters that maintain a gaussian shape while allowing variable center frequency and width, we use a demodulation process to convert the center frequency of each filter band to zero before filtering; the result is that each required bandpass filter is reduced to two lowpass filters which are relatively simple in design. This process is known as *complex demodulation* [4] and is described below.

The input function is designated by $f_{in}(t)$. In order to demodulate it with respect to some given frequency ω_c (one of the center frequencies of the wavelet decomposition), we use the following multiplication:

$$f_{out}(t) = 2LPF(f_{in}(t)(\cos \omega_c t + i \sin \omega_c t)). \quad (2)$$

Since the low-pass filter $LPF(\cdot)$ is assumed to be real, and $f_{in}(t)$ is real, then the output $f_{out}(t)$ must necessarily be complex-valued, and can be represented by

$$f_{out}(t) \equiv f_{real}(t) + i f_{imag}(t). \quad (3)$$

Therefore,

$$f_{real}(t) = 2LPF(f_{in}(t) \cos \omega_c t) \quad (4)$$

and

$$f_{imag}(t) = 2LPF(f_{in}(t) \sin \omega_c t). \quad (5)$$

In other words, the “real” and “imaginary” parts are both results which are easily obtained by multiplying the input

by two sinusoids which are 90° out of phase with each other.

Each part (sine and cosine) of the demodulation process produces a new signal which contains the sum and the difference of the original and “carrier” frequencies. Since we are demodulating the carrier frequency down to zero, we are interested only in the difference, so we low-pass filter the function to get rid of the part containing the sum of the two signal frequencies. The remaining difference does not differentiate between signals on one side or the other of ω_c since ω_c is now at zero and negative frequencies have no physical meaning. However, this information is preserved in the relationship between $f_{real}(t)$ and $f_{imag}(t)$, as shown by the exact reconstruction below.

In order to remodulate the signal back to its original frequency, we perform the following multiplication:

$$\hat{f}_{in}(t) = f_{out}(t)(\cos \omega_c t - i \sin \omega_c t). \quad (6)$$

This is the same function as the demodulation (2) except for the change in sign. We multiply out the real and imaginary parts of this equation to get a purely real result, which is the reconstruction of the original input:

$$\hat{f}_{in}(t) = f_{real}(t) \cos \omega_c t + f_{imag}(t) \sin \omega_c t. \quad (7)$$

Here the signs have worked out such that the remodulating sinusoids have exactly the same phase relation as the demodulating sinusoids. Note that no low-pass filter is needed for reconstruction. In the instance of the continuous wavelet transform, the low-pass filter for the demodulation can be combined with the gaussian filter of the transformation.

III. WAVELET GAUSSIAN FUNCTION

The design of the circuit which approximates a gaussian filter (as described by Grossman [1]) is based on a probability argument. Because the signals are first demodulated, it is only necessary to create one half of a gaussian centered around zero. When the signals are remodulated to their respective center frequencies, this low-pass filter will behave as if it were reflected symmetrically across the modulation frequency, becoming a band-pass filter with gaussian characteristics.

Equation (8) describes the filter we designed:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right)^n. \quad (8)$$

This filter consists of a cascade of n follower-integrator sections in series. Although (8) converges to a delta function in the limit as $n \rightarrow \infty$ for constant τ , it can be shown that when τ is replaced by an expression which maintains constant bandwidth, the transfer function approaches the

gaussian function (1) as $n \rightarrow \infty$. A proof of this equation can be found in [5] which shows that the gaussian shape is an example of the central limit theorem; in other words, it is a result of the use of cascaded stages and is relatively independent of the shape of the filter.

For n sections in cascade, the relationship between τ and σ from (1) is

$$\sigma = \frac{1}{\tau \sqrt{n \ln(2)}}. \quad (9)$$

Due to considerations of signal-to-noise ratio, and the ability to generate a given constant τ from a voltage applied to the follower-integrators, we chose a cascade order of five sections. The circuit is shown in part in Fig. 2.

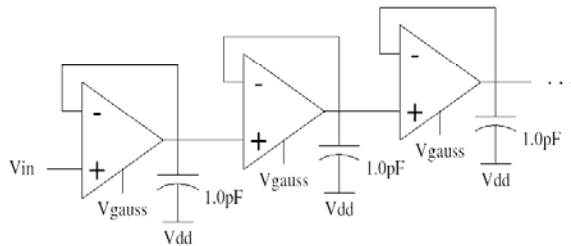


Fig. 2. Three cascaded stages of a filter approximating a half-gaussian function.

The center frequencies of the filters in the filter bank are spaced on a \log_2 scale. Assuming speech-quality bandwidth for the input signal, we decided that six outputs would be sufficient, giving typical center frequencies of 9kHz, 4.5kHz, 2.25kHz, 1.125kHz, 562.5Hz, and 281.25Hz. The center frequency of the highest-frequency filter is determined by an oscillator which can be generated either on-chip for a voltage-controlled frequency, or off-chip for a stable frequency. The center frequencies of the rest of the filters are determined by dividing down the oscillator appropriately.

The bandwidth of each gaussian filter is set automatically with respect to the others with the exception of the first and last filters, which have widths adjustable using two control voltages V_{gaussH} and V_{gaussL} . In terms of the transfer function (8) for the filter, the parameters τ of the highest- and lowest-frequency filters are fixed by these control inputs. τ should be calculated to assure that the width of each gaussian is proportional to the value of the center frequency.

IV. THE VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR

A. The Hysteretic Inverter

This circuit, shown in Fig. 3, is the low-power analog VLSI equivalent of the latch. The circuit is a transconductance

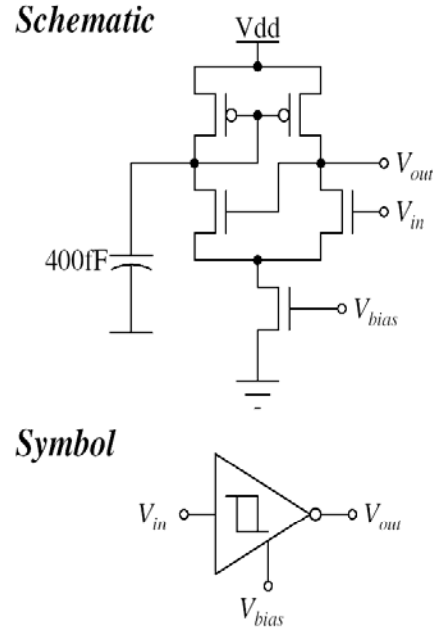


Fig. 3. The hysteretic inverter/latch circuit.

amplifier with a positive feedback connection. The capacitor prevents large voltage swings on the side opposite the output, and so prevents the circuit from sticking in a latched state. The bias voltage V_{bias} is set appropriately to place the transistor in the subthreshold region. The limited amount of current prevents the circuit from switching very fast, so it can only be used in instances where slow switching time is acceptable. In the wavelet transform, it is used to produce the oscillatory output for the modulators, so its highest rate for intended applications is on the order of 10 kHz. The switching points of the hysteretic inverter are close to power and ground, and are a weak function of V_{bias} .

B. Voltage-Controlled Oscillator

Fig. 4 shows the voltage-controlled oscillator (VCO) used in this circuit. The VCO operates using the principle that the saturated current output of wide-range amplifier (**A1**) produces an almost perfectly linear rise in the voltage on the capacitor at its output. When that voltage reaches a critical value, the hysteretic inverter flips states, reversing the values on the inputs to amplifier (**A1**). Consequently, charge is pulled off of the capacitor and the voltage drops linearly until reaching the critical low value which causes the hysteretic inverter to change state again. The frequency of the output V_{out} (cosine) is dependent on the time required for the capacitor to charge and discharge, which is dependent on the current drive of the amplifier,

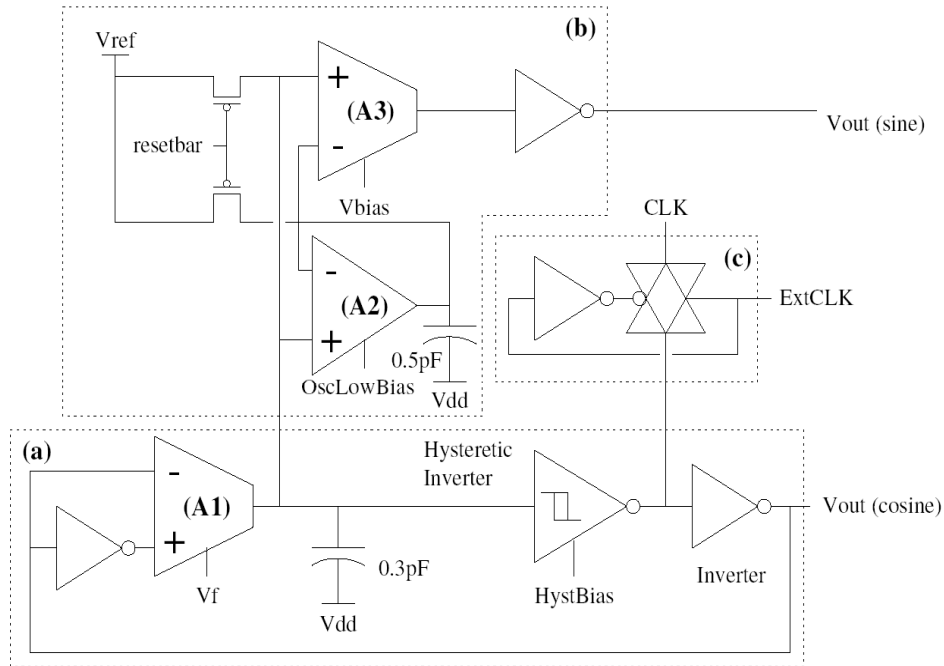


Fig. 4. Low-power voltage-controlled oscillator.

which is controlled by the bias voltage V_f . The two inverters in the main part of the circuit (a) ensure a clean square wave at the output.

The $+90^\circ$ phase-shifted square wave output is produced by a simple feed-forward adaptive circuit (b). A follower-integrator amplifier (A2) tracks the average value of the input, which in this case is the triangle wave produced by the charging/discharging capacitor of the main oscillator (a). This midpoint value is compared to the actual value of the triangle wave using a high-gain amplifier (A3) which then acts as a signum function. The result is a square wave output which is quarter cycle behind the main oscillator output. The value of **OscLowBias** should be set to ensure a slow adaptation. The digital inverter at the output of the circuit ensures a clean square wave signal.

The frequency f of the oscillator is proportional to the exponential bias voltage V_f .

V. WAVELET CHIP SLICE

Due to the parallel nature of the analog wavelet computation, this chip is easily created using abutting slices of circuitry. There are twelve slices in all, each containing the logic to divide down an incoming clock (oscillator) signal, low-pass filter the oscillator to produce a smooth sine (or cosine) wave, multiply this modulating signal with two different inputs (one of them for the signal decompo-

sition part of the transform, the other for the reconstruction half), filter the decomposition result with a gaussian-shaped function, and aggregate (average) the reconstruction result with the result from all other slices to produce a final result. The slices alternate between those producing sine wave modulating signals and cosine wave modulating signals (defined by their phase relation to one another). Each sine-cosine pair of slices receives the same value of V_{gauss} for the gaussian filter. This value is tapped off of a long polysilicon resistor which reaches across all the filter banks and has fixed endpoint values.

A block diagram of the entire Wavelet Transform chip is shown in Fig. 5.

VI. CHIP SPECIFICATIONS

- Power Supply: $+5V$ DC $\pm 5\%$
- Input mean value: $2.5V \pm 0.5V$
- Input p-p amplitude: $0.4V$
- Input frequency range: 80Hz to 10kHz
- Number of output channels: 12 (6 pairs)
- Silicon area: $1.96 \times 10^6 \mu\text{m}^2$ (in 2.0 micron CMOS process)
- Chip package: 68-pin PLCC

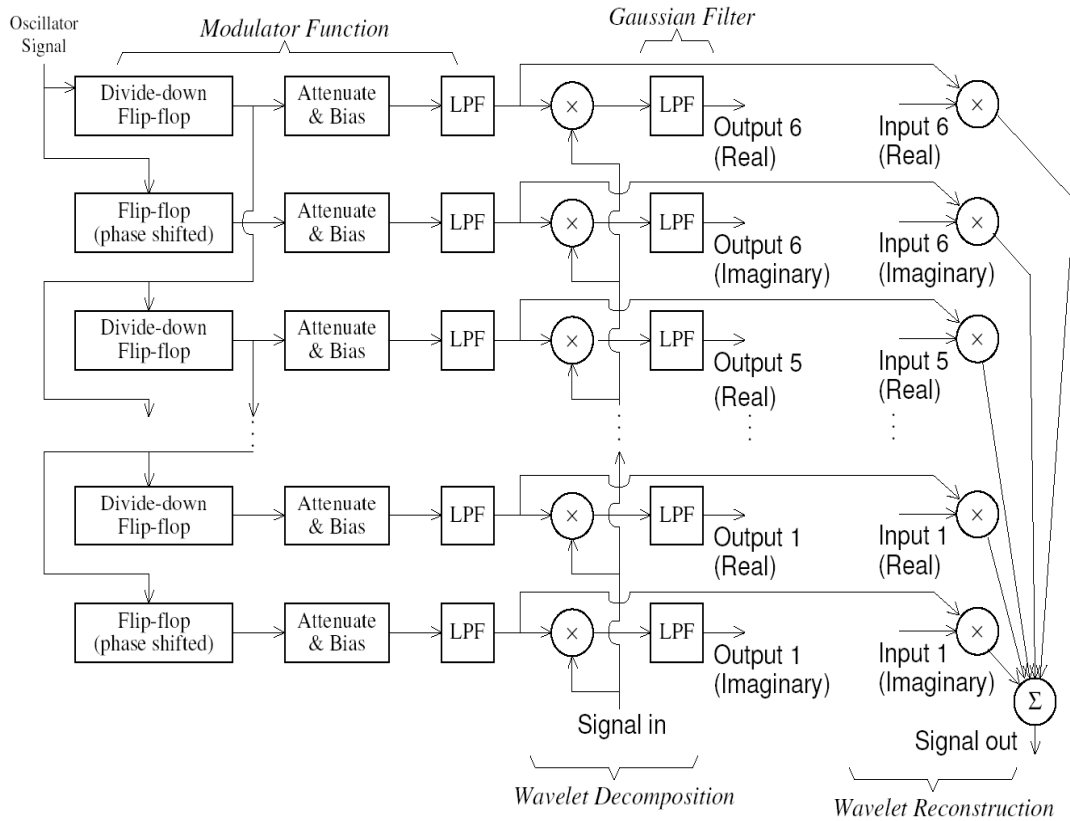


Fig. 5. Wavelet Transform Chip block diagram.

REFERENCES

- [1] A. Grossmann, R. Kronland-Martinet, and J. Morlet, "Reading and understanding continuous wavelet transforms," *Wavelets: Time-Frequency Methods and Phase Space*. Springer-Verlag, 1989, pp. 2–20.
- [2] R. Bracewell, "Adaptive chirplet representation of signals on time-frequency plane," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 13, pp. 1159–1161, June 1991.
- [3] C. Mead, *Analog VLSI and Neural Systems*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
- [4] C. Bingham, M. D. Godfrey, and J. W. Tukey, "Modern techniques of power spectrum estimation," *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, vol. 15, no. 2, pp. 56–66, June 1967.
- [5] W. McC. Siebert, *Circuits, Signals, and Systems*. Cambridge, MA: The MIT Press, 1986, pp. 496–497.

**A TUNABLE QUADRATURE
OSCILLATOR WITH ONLY
TRANSCONDUCTANCE ELEMENTS
AND GROUNDED CAPACITORS**

**IQBAL A. KHAN & MUSLIM T.
AHMED & NIGAR MINHAJ**

A TUNABLE QUADRATURE OSCILLATOR WITH ONLY TRANSCONDUCTANCE ELEMENTS AND GROUNDED CAPACITORS

IQBAL A. KHAN^{a,*}, MUSLIM T. AHMED^b and NIGAR MINHAJ^c

^aDepartment of Electronics Engineering, Aligarh Muslim University, Aligarh 202 002, India;

^bDepartment of Electrical and Electronics Engineering, University of Bahrain, Isa Town, Bahrain;

^cElectronics Engineering Section, Women's Polytechnic, Aligarh Muslim University, Aligarh 202 002, India

(Received 18 May 2002; In final form 3 July 2002)

A novel quadrature oscillator is realised with only transconductance elements (TEs) and grounded capacitors. The realised quadrature oscillator uses only two inverting and two non-inverting transconductance elements, along with two grounded capacitors. The quadrature oscillator enjoys the attractive features of low component count, independent frequency tuning and suitability for integration in MOS technology.

Keywords: Active networks, Transconductance element; g_m -C oscillators

1 INTRODUCTION

Recently, the transconductance elements and grounded capacitor (TGC)-based circuits have become very popular in the design of active networks [1–3]. The TGC circuits possess superior high frequency performance and economised chip area requirement as compared with operational transconductance amplifier (OTA)-based circuits, along with its MOS compatibility for monolithic implementation [4–10].

In this paper a novel quadrature oscillator (QOC) is given which uses only transconductance elements and grounded capacitors. The resulting QOC is in the TGC form. The QOC enjoys independent frequency control through gate voltage (V_G). The QOC was designed and verified using PSPICE-simulation.

2 CIRCUIT REALISATION

The inverting linear transconductance element (ITE) is shown in Figure 1, along with its CMOS implementation, symbol and circuit model [1, 2]. The non-inverting transconductance element (NTE) realisation and symbol is shown in Figure 2. The proposed TGC quadrature

*Corresponding author.

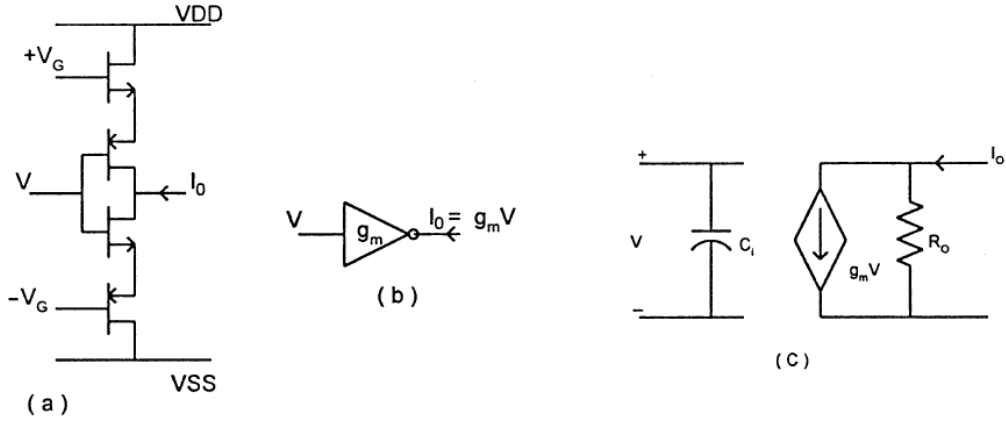


FIGURE 1 Inverting transconductance element (a) CMOS implementation; (b) Symbolic representation; (c) Circuit model.

oscillator using ITE and NTE is shown in Figure 3(a). It is basically realised by cascading an ideal integrator with an adjustable-pole inverting integrator in a closed loop configuration. The gain of the two integrator-loop of Figure 3(a) can be expressed as

$$\frac{V_3}{V_1} = -\frac{g_{m1}/C_1}{s + (g_{m2} - g_{m3})/C_1} \cdot \frac{g_{m4}/C_2}{s} \quad (1)$$

The characteristic equation from (1) is

$$s^2 + s \frac{(g_{m2} - g_{m3})}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m4}}{C_1 C_2} = 0 \quad (2)$$

which gives the condition of oscillation as

$$g_{m2} \leq g_{m3} \quad (3)$$

and the frequency of oscillation as

$$\omega_o = \left(\frac{g_{m1}g_{m4}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (4)$$

With $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ and $C_1 = C_2 = C$, the frequency of oscillation can be expressed as

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \quad (5)$$

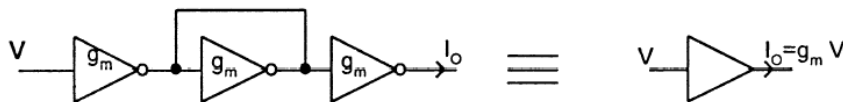


FIGURE 2 Non-inverting transconductance element.

QUADRATURE OSCILLATOR

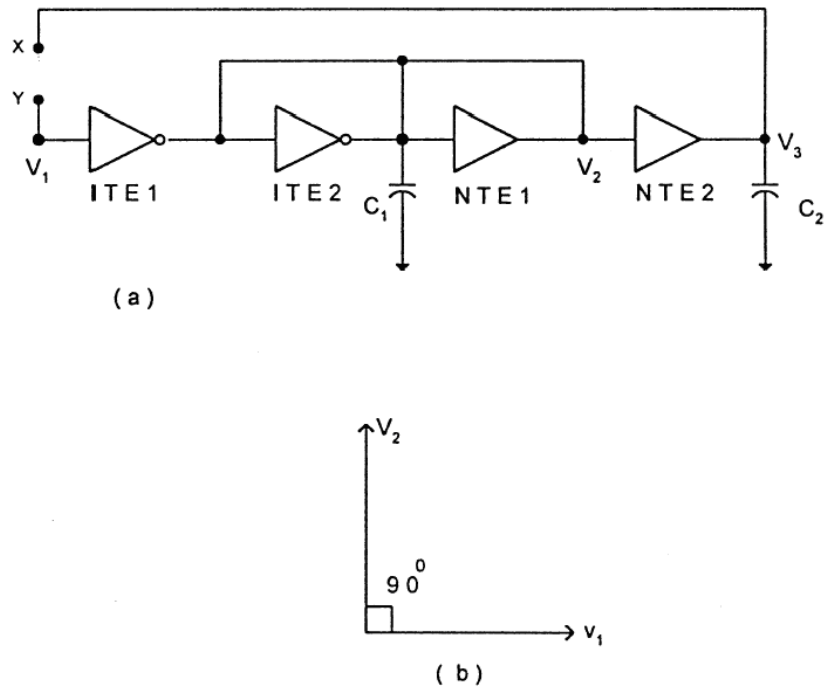


FIGURE 3 (a) TGC-quadrature oscillator; (b) Phasor diagram.

From (3) and (4) it is obvious that the QOC of Figure 3(a) can be set to oscillate through g_{m2} and g_{m3} , while the frequency of oscillations can be controlled through g_{m1} and g_{m4} . Thus it provides non-interactive tuning of the frequency of oscillation. At oscillating frequency

$$V_1|_{s=j\omega} = -j\alpha V_2, \quad \text{where } \alpha = \frac{g_m}{\omega C} \quad (6)$$

Equation (6) depicts the quadrature outputs of the oscillator as shown in Figure 3(b).

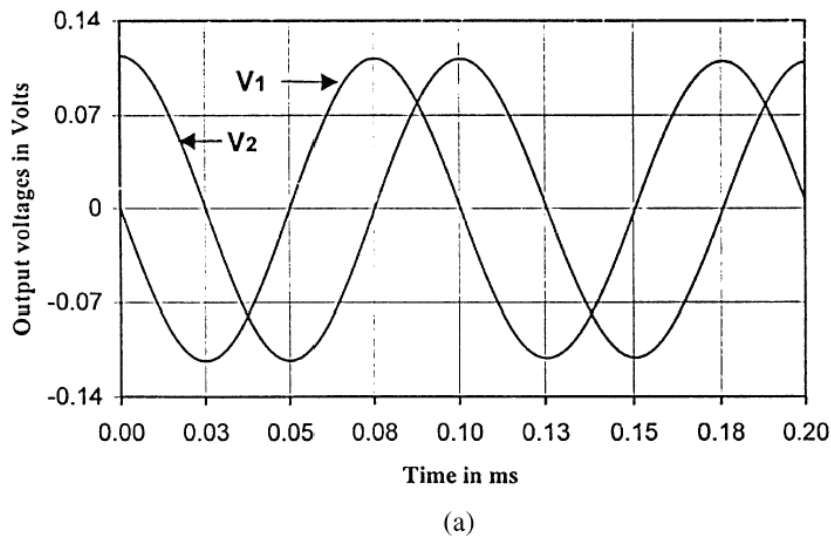
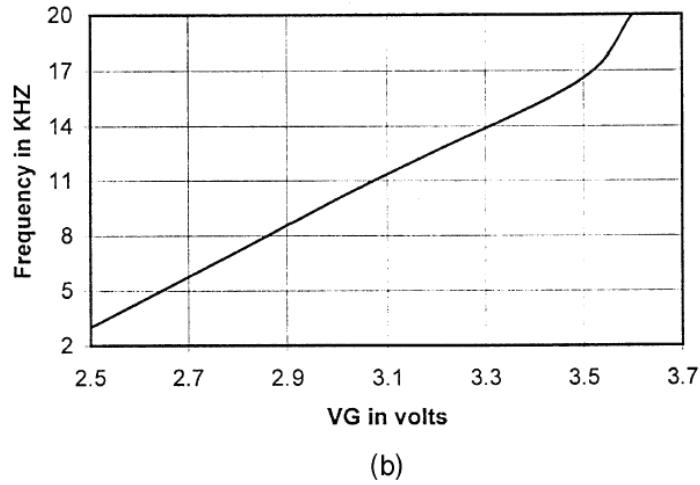


FIGURE 4 (a) Simulation-results of TGC quadrature oscillator of Figure 3(a).

FIGURE 4 (b) Frequency tuning with gate voltage V_4 .

3 SIMULATION RESULTS

To verify performance, the QOC of Figure 3(a) was simulated by PSPICE using the CMOS transconductance element of Figure 1(a) with CMOS model parameters given in reference [2]. Initially the QOC of Figure 3(a) (with nodes X and Y shorted) was designed with gate voltage $V_G = \pm 3$ V (for which the transconductance value is $62 \mu\text{mho}$), the $C_1 = C_2 = 0.986$ nF for $f_o = 10$ kHz. The condition of oscillation was set by controlling the gate voltage of ITE2. The waveshapes obtained are shown in Figure 4(a), which clearly shows the quadrature outputs and thus verify the theory. The frequency of oscillation was controlled by gate voltage V_G of ITE1 and NTE2 of the QOC. The variation of frequency of oscillation with V_G is shown in Figure 4(b), which is linear within 17 kHz.

4 CONCLUSION

A novel quadrature oscillator with only transconductance elements and grounded capacitors is given. The given oscillator uses low component count and provides non-interactive tuning of its frequency of oscillation through gate voltage control. The quadrature oscillator is attractive for monolithic implementation in CMOS technology. The simulation results on the oscillator verify the theory.

References

- [1] Tan, M. A. and Schaumann, R. (1988). Design of general biquadratic filters with only transconductances and grounded capacitors. *I.E.E.E. Trans.*, **CAS-35**, 478–480.
- [2] Tan, M. A., and Schaumann, R. (1989). Simulating general parameter LC-ladder filters for monolithic realisation with only transconductance elements and grounded capacitors. *I.E.E.E. Transactions on Circuits and Systems*, **36**, 299–307.
- [3] Schaumann, R. (1989). Design of continuous-time fully integrated filters: a review. *IEE Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Pt. G*, **136**, 184–190.
- [4] Sun, Y. and Flider, J. K. (1995). Resonator based universal OTA-grounded capacitor-filter. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, **23**, 261–265.
- [5] Sun, Y. and Flider, J. K. (1997). Structure generation and design of multiple loop feedback OTA-grounded capacitor filters. *I.E.E.E. Transactions on Circuits and Systems*, **44**, 1–11.

QUADRATURE OSCILLATOR

- [6] Efthivoulidis, G., Toth, L. and Tsvividis, Y. P. (1998). Noise in g_m -C filters. *I.E.E.E. Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, **45**(3), 295–302.
- [7] Sun, Y. (1998). OTA-C filter design using inductor substitution and bruton transformation methods. *Electronics Letters*, **34**(22), 2082–2083.
- [8] Khan, I. A., Ahmed, M. T. and Minhaj, N. (1992). Novel technique for immittance simulation-realisation of some all-active simulators. *Int. J. Electronics*, **72**(3), 431–441.
- [9] Khan, I. A., Ahmed, M. T. and Minhaj, N. (1997). On transconductance-C quadrature oscillators. *Int. J. of Electronics*, **83**, 201–207.
- [10] Khan, I. A., Ahmed, M. T. and Minhaj, N. (1992). Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators, *Int. J. of Electronics*, **72**, 443–450.

**HIGH-SPEED VOLTAGE –
CONTROLLED OSCILLATOR WITH
QUADRATURE OUTPUTS**

HIGH-SPEED VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR WITH QUADRATURE OUTPUTS

Indexing term: Oscillators

A voltage-controlled oscillator topology is described that combines a fully-differential four-stage ring oscillator with a balanced exclusive NOR gate frequency doubler, and provides both inphase and quadrature output signals at twice the ring oscillator frequency. These quadrature signals have a period of only four gate delays, which implies high frequency operation.

Introduction: Voltage-controlled oscillators (VCOs) are fundamental building blocks for several communication circuits. Additionally, VCOs with quadrature outputs are particularly important for circuits such as binary-phase-shift-keyed (BPSK) demodulators, quadrature correlator frequency discriminators, and high-speed clock-recovery circuits. High speed is an extremely important property in fully-integrated fibre-optic receiver design, where the maximum VCO oscillating frequency of the clock-recovery circuit often limits the maximum obtainable data rate. Problems with limited VCO speeds have been circumvented in some cases, for data rates above 2.5 Gbit/s, by surface-acoustic-wave (SAW) filters, which extract the clock signal after a nonlinear operation has been performed on the data. However, this has led to bulky hybrid receivers with difficulties related to interconnections and temperature stability. For a fully integrated receiver, the high-speed VCO of the clock-recovery phase locked loop is usually a distributed or lumped resonator-type oscillator with a maximum frequency that can approach the f_{max} of the device. Problems with these types of oscillators are that they require precision inductors or transmission lines fabricated on chip, and the tuning range is usually quite small. In contrast, digital-output oscillators, such as ring oscillators and multivibrators, are simple to design; they can have a large tuning range, but are typically limited to a maximum frequency of approximately $f_{max}/10$. This Letter will present a new topology for a high-speed digital-output VCO with both inphase and quadrature outputs at $f_{max}/4$, and a single output at $f_{max}/2$, which is directly applicable to clock recovery in multi-gigabit per second fibre-optic data links.¹

Concept: The core of the VCO is a four-stage ring oscillator as shown in Fig. 1. As oscillation requires an odd number of

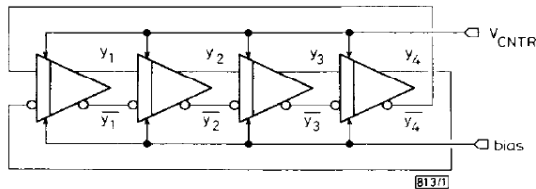


Fig. 1 VCO core consisting of four-stage ring oscillator

inversions, the polarity of the differential input to one of the delay cells is reversed. When an even number (n) of matched delay elements is used, then each pair of taps separated by $n/2$ stages will be 90° out of phase. For example y_1 and y_3 are quadrature pairs, as are y_2 and y_4 . When each of these pairs is mixed, as in Fig. 2, the resulting signals, I and Q , are at twice the ring frequency, and are themselves in quadrature. Another level of frequency doubling can also be performed by mixing I and Q to obtain a signal X at four times the ring frequency. A disadvantage of this type of VCO is that the time jitters of both the doubled and quadrupled frequency outputs are approximately the same as for the original ring oscillator signal. As a result, the effective phase jitter, as a proportion of the period of oscillation, is doubled and quadrupled, respectively. Fully differential design helps to minimise this effect by reducing initial jitter due to common-mode noise and espe-

cially due to power supply coupling, which is a major source of jitter in high-frequency oscillators.

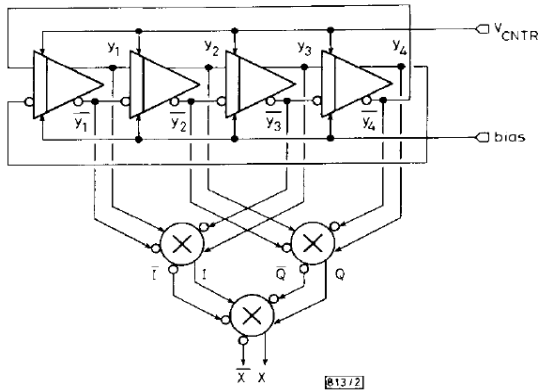


Fig. 2 VCO with I and Q , inphase and quadrature, double frequency outputs, and quadrupled frequency output X

Circuit: To demonstrate the concept, the oscillator of Fig. 2 was designed and simulated. The differential current-mode logic (CML) circuit, as shown in Fig. 3, was used as the delay element in the ring oscillator. The control voltage V_{CNTR} changes the oscillating frequency by varying the load capacitance of reversed biased base-emitter junctions. Additionally, the bias current adjusts the centre frequency to account for process and temperature variations.

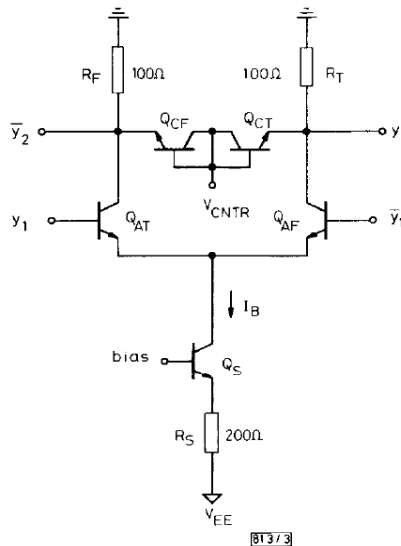


Fig. 3 Differential pair used as delay element for ring oscillator

Frequency doubling is performed by the fully symmetric circuit of Fig. 4, which has the property of equal delay paths for each input signal.² Half of this circuit is a Gilbert multiplier, or equivalently, a CML exclusive NOR gate. Because the delay time through the bottom differential pair is longer than through the top pair, a single Gilbert multiplier cell will give rise to asymmetrical output waveforms, when used as a frequency doubler; more severely, this results in an output voltage with a DC offset that can be significant at high frequencies. To avoid these problems, two Gilbert cells are connected in parallel. Their output currents are summed at the load resistors, which produces symmetric output waveforms with no offset voltage, and also results in no added phase

error, when this circuit is used as a phase detector in a phase locked loop.³

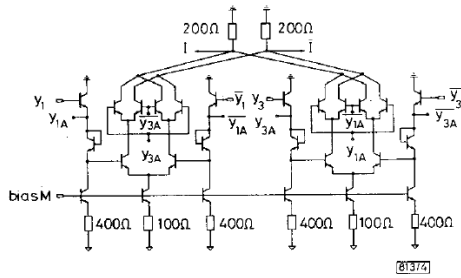


Fig. 4 Fully-balanced exclusive NOR gate mixer circuit

Simulation results: The VCO circuit was simulated using the models for an AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor (HBT) process.⁴ These model parameters were optimised by comparing simulated results to measured data of the core VCO of Fig. 1. For a $3 \times 10 \mu\text{m}^2$ minimum emitter area, the process is characterised, for typical bias conditions ($I_c = 2 \text{ mA}$), by a unity-current-gain frequency (f_c) of 22 GHz, and a unity-power-gain frequency (f_{max}) of 20 GHz. The nominal gate delay is approximately 50 ps. The differential I and Q signals at 5.1 GHz are plotted in Fig. 5. The property of 90° phase separation is clearly evident. Due to the full symmetry of this circuit, no systematic phase offset occurs. However, in a real circuit the phase separation of the two signals will differ slightly from 90° depending on the degree of matching between the delay elements in the ring. A plot of the signals y_1 and X are given in Fig. 6, showing the increase in frequency by a factor of four. The frequency of X was simulated to be as large as 11 GHz, which is slightly larger than $f_{max}/2$.

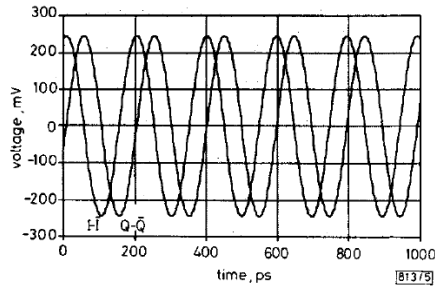


Fig. 5 Simulated differential inphase and quadrature waveforms at 5.1 GHz

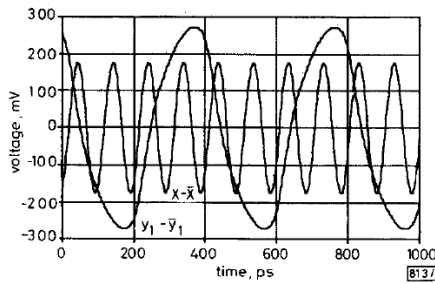


Fig. 6 Simulated waveforms for differential signals y_1 and X of Fig. 2

Conclusions: A topology for a high-speed VCO with quadrature output signals has been presented. The concept was demonstrated in simulation. A single output signal is available with a frequency of approximately $f_{max}/2$, and two quadrature outputs are available at a frequency of $f_{max}/4$. The combination of circuit simplicity, high speed, and quadrature

outputs makes this VCO attractive for clock-recovery schemes in multigigabit per second fibre-optic data links.

A. W. BUCHWALD
K. W. MARTIN
19th December 1990
Integrated Circuits and Systems Laboratory
University of California, Los Angeles
56-125B Engineering IV
Los Angeles, CA 90024-1594, USA

References

- 1 RANSJIN, H., and O'CONNOR, P.: 'A 2.5 Gb/s GaAs clock and data regenerator IC'. Proc. of the IEEE GaAs IC Symposium, New Orleans, October 1990, pp. 57-60
- 2 SCHMIDT, L., and REIN, H.-M.: 'New high speed bipolar XOR gate with absolutely symmetrical circuit configuration', *Electron. Lett.*, 1990, 26, pp. 430-431
- 3 GOPINATHAN, V., TSIVIDIS, Y., TAN, K.-S., and HESTER, R.: 'A 5 V 7th-order elliptic analog filter for digital video applications'. Proc. of the IEEE international solid-state circuits conference, San Francisco, February 1990, pp. 208-209
- 4 KIM, M., CAMOU, J., OKI, A., STOLT, K., and MULVEY, V.: 'GaAs/Al_{0.3}Ga_{0.7}As heterojunction bipolar transistors and integrated circuits with high current gain for small device geometries'. Proc. of the IEEE GaAs IC Symposium, Grenoble, October 1986, pp. 163-166

INFLUENCE OF RESIDUAL FACET REFLECTIVITY ON NONLINEARITIES IN SEMICONDUCTOR OPTICAL AMPLIFIERS

Indexing terms: Amplifiers, Optical communication, Optical amplifiers

A dynamic model for multichannel amplification by semiconductor optical amplifiers is used to predict the influence of the residual facet reflectivities on intermodulation distortion. For 25 dB of singlepass gain a reflectivity of 5×10^{-4} will result in 3 dB excess distortion.

Introduction: Semiconductor optical amplifiers are attractive for use in integrated broadband systems because of their ability to amplify a number of frequency division multiplexed channels simultaneously. Naturally, the intermodulation distortion (IMD) or four wave mixing due to the amplifier must be carefully assessed as already reported in the literature (e.g. References 1-3). We present a detailed numerical model which, contrary to the previously reported analytical models, can account for the residual facet reflectivity. It is shown that high residual facet reflectivity leads to a significant increase in the IMD level.

Numerical model: The model describes the dynamic behaviour of the output fields for all the amplified channels in a multichannel system. From the slowly varying envelope approximation and the boundary conditions for an active Fabry-Perot resonator, the envelope of the output field $E_{ol}(t)$ (taken inside the cavity) for channel number l is expressed by⁴

$$E_{ol}(t) = r_1 r_2 g_s^2 e^{2j\omega t} e^{-2j\Omega t} E_{ol}(t - 2\tau) + g_s e^{j\omega t} e^{-j\Omega t} E_{il}(t - \tau) \quad (1)$$

Here τ is the singlepass transit time, r_1 and r_2 are the facet reflectivities, g_s is the singlepass gain and φ is the phase delay through the amplifier. $\delta_f = (\omega_l - \omega_r)\tau$ gives the detuning, i.e. the phase difference between the signal frequency ω_l and the resonance frequency ω_r for a reference Fabry-Perot mode. The input field in channel l is expressed by $E_{il}(t) e^{-j\omega_l t}$, where $E_{il}(t)$ is the envelope of the channel expanded around ω_l and given by $\hat{E}_{il}(t) e^{-j(\Omega t + \varphi_{il})}$. Here $\hat{E}_{il}(t)$ and φ_{il} denote the amplitude and phase of the envelope and Ω is the channel spacing.

The single pass gain g_s of the amplifier of length L is modelled by

$$g_s = e^{(1/2)\Gamma g_0(N - N_0) - \Gamma \gamma_{nl}(\omega_l - \omega_r(N))^2 - \alpha_0 L} \quad (2)$$