

Teoretiske og praktiske undersøkelser av Doherty-prinsippet i effektforsterkere.

Magne Nesvold

Master i elektronikk
Oppgaven levert: Juni 2006
Hovedveileder: Kjell Olav Aamo, IET

Oppgavetekst

Bedring av DC/RF virkningsgrad er en problemstilling av stor interesse i mange radiosystemer. Dette gjelder f.eks. i alt bærbart/batteridrevet utstyr - for bl.a å øke batterilevetid. Bedret virkningsgrad er også viktig for å redusere krav til varmeavledning og det er viktig mht komponentkostnader - slik at en ikke bruker "større" utgangs transistor enn nødvendig. Et meget sentralt mål i mange systemer er å beholde forsterkerens DC/RF effektivitet over et stort dynamisk område for signalet.

Det finnes flere metoder som kan benyttes for bedring av virkningsgrad. En av disse er Doherty-teknikken - som har vært kjent i lang tid - men som har fått ny interesse pga endrede teknologiske muligheter. Hensikten med denne oppgaven er å studere Doherty-teknikken detaljert, og en har derfor lagt frekvensen lavt - til 10MHz. Oppgaven vil bestå i å:

- Finne litteratur og sette seg inn i Doherty-prinsippet og dets fundamentale virkemåte
- Med bakgrunn i studiene i forrige punkt foreta effektivitetsbetraktninger/simuleringer av Doherty-forsterkere
- Med utgangspunkt i storsignalmodellen for transistor Fujitsu FLL351ME og ved hjelp av ADS gjøre simuleringer på et klasse B - A/B transistortrinn for bruk i en Doherty-forsterker og finne optimal løsning mht DC/RF virkningsgrad - uttrykt ved Power Added Efficiency (PAE). De fleste forsterkerparametrene er avhengige av RF-signalnivået og diskusjoner rundt dette er en viktig del av oppgaven og medfører en betydelig arbeidsmengde.
- Realisere et slikt forsterkertrinn, utprøv det i laboratoriet og sammenlign praktiske resultater med de simulerte.
- Hvis tiden tillater skal en komplett Dohertyforsterker realiseres og utprøves i laboratoriet.

Oppgaven gitt: 23. januar 2006

Hovedveileder: Kjell Olav Aamo, IET

Forord

Dette arbeidet er den avsluttende masteroppgaven for studiene ved NTNU, og er utført ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon våren 2006. Hensikten med oppgaven har vært å undersøke egenskaper ved en Dohertyforsterker.

Jeg vil med dette takke faglærer Kjell Aamo for bra veiledning og innspill underveis, samt Terje Mathiesen for tips og fresing av kretskort. Desuuten vil jeg takke Teleteknisk Verksted for montering av kretskort.

Trondheim 12. juni 2006

Magne Nesvold

Sammendrag

Hovedmålet med denne oppgaven har vært å undersøke hvordan effektiviteten og lineariteten til en konvensjonell forsterker kan bedres ved å gjøre nytte av Dohertyteknikken.

Utgangspunktet for oppgaven var en tidligere prosjektoppgave, der forskjellige simuleringer for en Dohertyforsterker var foretatt. Tanken var å etterprøve resultatene i denne oppgaven, for så å realisere en forsterker på bakgrunn av disse simuleringene. Etter hvert ble det gått noe bort fra dette, siden enkelte momenter var vanskelige å gjennomføre i praksis. Dessuten ble arbeidsfrekvensen økt fra 1MHz til 10MHz.

Undertegnede hadde ikke så mye erfaring med Dohertyteknikken før arbeidet tok til, derfor ble det innledningsvis fokusert på å sette seg inn i generell forsterkerteori, og naturligvis Dohertyteknikken spesielt. Ved siden av dette ble det brukt en del tid på å sette seg inn i simuleringsverktøyet ADS.

Simuleringene og målingene kan deles inn i fire deler, der følgende elementer ble undersøkt: Hovedforsterker *uten* π -nettverk, hovedforsterker *med* π -nettverk, inngangseffektdeler, og fullstendig Dohertyforsterker. En klasse B-forsterker ble valgt som hovedforsterker, mens peakforsterkeren ble forspent i klasse C. Simuleringene viste at en forbedring i PAE på 5 prosentpoeng skulle være mulig med Dohertyforsterkeren i forhold til en konvensjonell klasse B-forsterker ved 6dB back-off. Lineariteten ble også forbedret ifølge simuleringene, i og med at 1dB-kompresjonspunktet ble forskjøvet fra 7dBm til 12dBm inngangseffekt.

Det ble tidlig klart at målingene tilkjennega en annen oppførsel enn simuleringene. Spesielt er det verdt å nevne at den målte drainstrømmen hadde store avvik i forhold til det som ble simulert, der det største avviket var på hele 63.5%. En annen faktor som virket negativt inn på Dohertyforsterkerens egenskaper var tapet gjennom hovedforsterkerens π -nettverk, der et tap på hele 4.2dB ble observert. Inngangseffektdeleren hadde også et tap, men symmetriegenskapene til denne var tilfredsstillende. Som følge av de momentene som er nevnt over, ble den totale forsterkerens oppførsel dårligere enn forventet. PAE til Dohertyforsterkeren var på 30.3% ved 1dB-kompresjonspunktet, mens den ble målt til 38.9% for hovedforsterkeren alene. Lineariteten ble derimot bedret, da kompresjonspunktet ble økt fra ca 15dBm inngangseffekt for hovedforsterkeren, til 22dBm inngangseffekt for Dohertyforsterkeren.

Innholdsfortegnelse

1. Innledning.....	1
2. Bakgrunnsteori	3
2.1 Transmisjonslinjer	3
2.1.1 Bølgeforplantning langs en transmisjonslinje	3
2.1.2 Kvartbølgelinjer	4
2.1.3 Strøm- og spenningsforhold til en kvartbølgelinje.....	5
2.1.4 Transmisjonslinjeekvivalent.....	5
2.1.5 Kvadraturkobler	6
2.2 Effektforsterkerkarakteristikker	7
2.2.1 Transistorer og radiorør	7
2.2.2 Biasering og operasjonsklasser	7
2.2.3 Optimal belastning	10
2.3 Forsterkerbegreper og -parametere	11
2.3.1 Effektforsterkning	11
2.3.2 Effektivitet.....	13
2.3.3 Linearitet	14
2.3.4 Distorsjon	15
2.3.5 Stabilitet	18
2.3.6 Støy.....	19
2.4 Impedanstilpasning.....	20
2.4.1 To-komponents tilpasningsnettverk	20
2.4.2 π -tilpasningsnettverk	21
3 Doherty-teknikken.....	23
3.1 Bakgrunn	23
3.2 Aktiv last-tuning.....	24
3.3 Doherty-forsterkerens opprinnelige oppbygning	25
3.4 Moderne Doherty-forsterkere.....	26
3.5 Doherty-metoden.....	27
3.6 Påslag av peakforsterker.....	29
3.7 Flerstegs Doherty-forsterker.	30
3.8 Fordeler og ulemper med Doherty-teknikken	31
4. Designspesifikasjoner.....	32
4.1 Generelle spesifikasjoner	32
4.2 Forsterkerklasse.....	32
4.3 Transistorvalg	32
4.4 Grensesnitt.....	32
4.5 Transistorspesifikasjoner.....	33
5. Design og simulering av forsterkeren	34
5.1 Transistor-forspenning	34
5.2 Design av hovedforsterker.....	35
5.2.1 Design av utgangnettverk	35
5.2.2 Storsignal S-parametersimulering	36
5.2.3 Stabilitet	37
5.2.4 Tilpasning av inngangsimpedans	39
5.2.5 Simulering med tilpasset inngang	40
5.2.6 Simulering av realisert hovedforsterker uten π -nettverk.....	41
5.2.7 Hovedforsterkerens π -nettverk	45
5.2.8 Tilpasning til 50 Ohms last	48

5.2.9 Fullstendig hovedforsterker med π -nettverk	49
5.3 Design av peakforsterker	52
5.3.1 Inngangsnettverk til peakforsterkeren	52
5.3.2 Optimalisering av inngangstilpasning	54
5.4 Inngangseffektdeler	55
5.5 Fullstendig Doherty-forsterker	56
5.5.1 Effektivitet	56
5.5.2 Linearitet	57
5.5.3 Last-tuning	58
5.5.4 Strømmer og spenninger	59
5.5.5 Effekttap	61
6. Praktiske målinger	63
6.1 Måleutstyr	63
6.2 Testoppsett	63
6.3 Fysisk realisering	64
6.3.1 Hovedforsterker uten π -nettverk	64
6.3.2 Hovedforsterkerens π -nettverk	65
6.3.3 Hovedforsterker med π -nettverk	65
6.3.4 Inngangseffektdeler	66
6.3.5 Dohertyforsterker	66
6.4 Resultater fra målinger på hovedforsterker	67
6.4.1 Hovedforsterker uten π -nettverk	67
6.4.2 Hovedforsterkerens π -nettverk	69
6.4.3 Hovedforsterker med π -nettverk	71
6.5 Resultater fra målinger på inngangseffektdeler	73
6.6 Resultater fra målinger på Dohertyforsterker	74
7. Diskusjon	76
7.1 Feilkilder	76
7.2 Avvik mellom simuleringer og teori	77
7.3 Avvik mellom målinger og simuleringer	77
7.3.1 Hovedforsterker uten π -nettverk	77
7.3.2 Hovedforsterkerens π -nettverk	78
7.3.3 Hovedforsterker med π -nettverk	80
7.3.4 Inngangseffektdeler	80
7.3.5 Dohertyforsterker	81
7.4 Dohertyforsterker kontra klasse B-forsterker	83
8. Konklusjon	85
9. Referanser	87
Vedlegg A: Kretsskjemaer og utlegg	A1
Vedlegg B: Figurer fra simuleringer	B1
Vedlegg C: Resultater fra praktiske målinger	C1
Vedlegg D: Datablad	D1

Ordforklaring og forkortelser

1dB-kompresjonspunkt	Det punktet hvor forsterkningen har falt med 1dB i forhold til en ideell lineær forsterker.
UMTS	”Universal Mobile Telecommunications System.” Et helt nytt mobilnett, omtales som 3G-teknologi.
EDGE	“Enhanced Data rates for GSM Evolution.” En videreføring av GSM-teknologien.
Lineær effektførsterkning	Effektførsterkning før 1dB-kompresjonspunktet.
ADS	Advanced Design System, Design- og simuleringsverktøy fra Agilent.
GSM	”Global System for Mobile Communications”. Velkjent mobilteknologi.
Ledningsvinkel	Parameter som angir i hvor stor del av signalperioden transistoren leder.
Back-off	Senkning av effektpåtrykk i forhold til påtrykt effekt ved forsterkerens 1dB-kompresjonspunkt.
IMD	Intermodulasjonsdistorsjon.
Gain	Engelsk ord for forsterkning.
PAE	Power Added Efficiency, mål på effektivitet.
Inngangshybrid	Kretsdeler som bidrar til å dele et inngangssignal likt mellom to utganger. Kalles også inngangseffektdeler eller bare inngangsdeler.
Hovedforsterker	Dohertyforsterkerens hovedforsterker er på i hele signalperioden.
Peakforsterker	Peakforsterkeren leverer effekt bare på modulasjonstoppene i inngangssignalet.
Transkonduktans	Steilhet i overføringskarakteristikken mellom drainstrøm og drain-source-spenning for transistoren
Last-tuning	Lasten varieres under drift.

1. Innledning

Kravet til effektivitet og linearitet blir stadig større i moderne kommunikasjonssystemer. Effektforsterkere er i så måte den kanskje viktigste komponenten i et kommunikasjonssystem, da de gjerne er den mest kritiske delen med hensyn på effektforbruk og pålitelighet. Å finne metoder som bedrer lineariteten og effektiviteten i forsterkere er derfor av høy prioritet.

Denne rapporten fokuserer på en type forsterker som i teorien kan øke effektiviteten betraktelig i forhold til konvensjonelle forsterkere. Teknikken bak denne forsterkeren kalles Dohertyteknikken, og har fått navnet sitt fra William J. Doherty, som allerede i 1936 introduserte en ny type lineær effektforsterker for modulerte RF-bølger [1]. Denne effektforsterkeren tok i bruk radorør (*eng. tubes*) på en slik måte at en effektivitet på 60-65%, uavhengig av modulasjon, kunne oppnås. Selv om moderne Dohertyforsterkere bruker transistorer i stedet for radorør, er prinsippet og virkemåten den samme.

I sammenheng med dagens nye standarder innenfor mobiltelefoni har Dohertyteknikken fått en ny aktualitet. Som kjent vil man oppnå en best mulig effektiv bruk av effektforsterkere nær kompresjon. Den velkjente GSM-standard tar i bruk en konstant envelope modulasjonsteknikk (GMSK) [2]. I denne modulasjonsteknikken ligger informasjonen i fasen til det modulerte signalet, og den konstante envelopen gjør at forsterkeren i et slikt system kan operere nær metning uten distorsjon. Nyere standarder, som for eksempel EDGE og UMTS, tar derimot i bruk andre modulasjonsmetoder som for eksempel QAM. I disse tilfellene vil det ligge informasjon også i amplituden til det modulerte signalet, og man vil derfor ikke ha en konstant envelope. Dette krever at forsterkeren i et slikt system må operere i det lineære området, blant annet for å unngå interferens. Økt krav til linearitet vil på sin side føre til at effektiviteten til forsterkeren avtar. Dette er kritisk i forbindelse med mobiltelefoni, da lav batterikapasitet er uønsket. Dohertyteknikken vil som nevnt øke effektiviteten, og dermed også batterilevetiden, og er dermed aktuell å bruke i denne sammenhengen.

Denne rapporten oppsummerer arbeidet som er gjort i forbindelse med litteraturstudium og praktisk arbeid med Doherty-forsterkeren. Da arbeidet med oppgaven startet, var det planlagt å verifisere og undersøke arbeidet gjort i [3], med simuleringer og målinger. Etter hvert ble det gått bort fra dette, blant annet ble det valgt å gå opp i frekvens fra 1MHz til 10MHz. I [3] er også noe av arbeidet basert på ideelle forhold som ikke ville vært gjennomførbart i praksis,

i hvert fall ikke i løpet av det berammede tidsrommet. Likevel kan man i denne rapporten se likheter med arbeidet gjort i [3], spesielt når det gjelder design og simuleringer. I kapittel 2 blir bakgrunnsteori som er viktig for forståelsen av Dohertyforsterkeren presentert. Dette gjelder i første omgang teori om effektforsterkere, men også transmisjonslinjer. Kapittel 3 gir en gjennomgang av selve Dohertyteknikken. Spesifikasjoner er gitt i kapittel 4, før design og simulering gjennomgås i det påfølgende kapitlet. De praktiske målingene blir gjengitt i kapittel 6, før en vurdering av feilkilder og avvik mellom teori, simuleringer og målinger gis i kapittel 7. En konklusjon blir til slutt presentert i kapittel 8.

2. Bakgrunnsteori

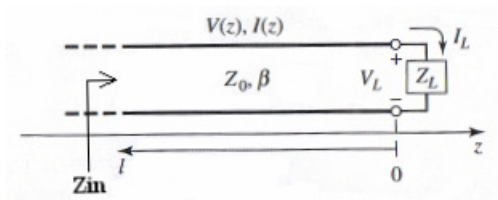
Dette kapitlet inneholder en gjennomgang og presentasjon av begreper og teknikker som introduseres gjennom arbeidet med Doherty-forsterkeren. Selv om noe av dette kan virke veldig enkelt og grunnleggende, er det viktig å ha med for å få en helhetlig oversikt over forsterkerens virkemåte.

2.1 Transmisjonslinjer

Transmisjonslinjer er viktige komponenter i moderne trådløse systemer, og de blir brukt til å koble antenner til sendere og mottakere, til impedanstilpasning i forsterkere, og som resonanselementer i oscillatorer og filtre. Det er først og fremst i forbindelse med impedanstilpasning at transmisjonslinjer er aktuelle i Doherty-forsterkere. Ved lave frekvenser er transmisjonslinjer upraktiske å bruke, men som det vil bli forklart finnes det transmisjonslinjeekvivalenter som kan benyttes i slike tilfeller. De fleste formlene og figurene i dette delkapitlet er hentet fra [4]. Omfattende utledninger er ikke tatt med.

2.1.1 Bølgeforplantning langs en transmisjonslinje

Figur 2.1 viser en transmisjonslinje med lengde l som er terminert i en lastimpedans Z_L . De øvrige størrelsene på figuren blir forklart i det følgende.



Figur 2.1 En transmisjonslinje terminert i en lastimpedans Z_L

Ved bruk av en såkalt *lumped-element* ekvivalent av en transmisjonslinje, og ved hjelp av Kirchoffs spenningslov kan følgende ligninger for spenning og strøm langs linja utledes:

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2.1)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2.2)$$

Her representerer $e^{-\gamma z}$ -leddene bølgeforplantningen i positiv z -retning, mens $e^{\gamma z}$ -leddene representerer bølgeforplantningen i negativ z -retning. γ er den *komplekse forplantningskonstanten*, og er gitt av:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.3)$$

α kalles *dempningskonstanten*, mens imaginærdelen β kalles *fasekonstanten*. I tilfellet der man har en *tapsfri* transmisjonslinje, som man ofte antar, settes $\alpha=0$. Da står man igjen med $\gamma=j\beta$, der β har følgende relasjon til bølgelengden til signalet langs linjen:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.4)$$

Noe av signalet vil, avhengig av lastens verdi, i mange tilfeller bli reflektert og gå tilbake langs transmisjonslinjen. Amplituden til den reflekterte spenningsbølgen normalisert på amplituden til den innfallende spenningsbølgen er definert som refleksjonskoeffisienten Γ :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.5)$$

der Z_L er lastimpedansen som transmisjonslinjen termineres i, og Z_0 er transmisjonslinjens *karaktéristiske impedans*. Dersom $\Gamma=0$ sier man at lasten er *tilpasset* til linjen, og man vil da ikke ha noen refleksjon av den innfallende bølgen. Mistilpasningstapet (*eng. mismatch loss*) er et mål på hvor mye den sendte effekten dempes som følge av refleksjon [5]:

$$ML = -10 \log(1 - \Gamma^2) \quad (2.6)$$

En annen størrelse som beskriver mistilpasningen til en linje er det *stående bølgeforholdet* (*eng. voltage standing wave ratio*), *VSWR*:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.7)$$

VSWR har en reell verdi slik at $1 \leq VSWR \leq \infty$, der $VSWR=1$ innebærer en tilpasset last.

Ved å bruke ligning (2.5) og ved å anta en tapsfri linje, kan uttrykkene for spenning og strøm langs linjen i (2.1) og (2.2) da skrives som:

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \quad (2.8)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}) \quad (2.9)$$

2.1.2 Kwartbølgelinjer

Inngangsimpedansen sett mot lasten kan utledes til:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (2.10)$$

Denne viktige ligningen har fått navnet *transmisjonslinjeimpedansligningen*.

Dersom en transmisjonslinje har en lengde som tilsvarer en kvart bølgelengde, får den en spesiell egenskap. Ved å sette $\ell = \lambda/4$ inn i (2.10) og ved å benytte (2.4) forenkles den til:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.11)$$

En slik transmisjonslinje kalles en kvartbølgetransformator fordi den har den virkningen at den transformerer lastimpedansen avhengig av den karakteristiske impedansen til linjen.

2.1.3 Strøm- og spenningsforhold til en kvartbølgelinje

Sammenhengen mellom inngangens og utgangens spenninger og strømmer er gitt av følgende ligning, som følger av effektbevaring (størrelsene tilsvarer det som er vist i figur 2.2 under)[6]:

$$V_0 \cdot I_0 = V_L \cdot I_L \quad (2.12)$$

Det bør tilføyes at det er et 90 graders faseskift mellom inngangen og utgangen til kvartbølgetransformatoren, men for å forenkle forklaringen er dette utelatt her. Ved å ta utgangspunkt i ligning (2.11) kan man videre utlede følgende sammenheng:

$$Z_0^2 = Z_{in} \cdot Z_L = \left(\frac{V_0}{I_0}\right) \cdot \left(\frac{V_L}{I_L}\right) \quad (2.13)$$

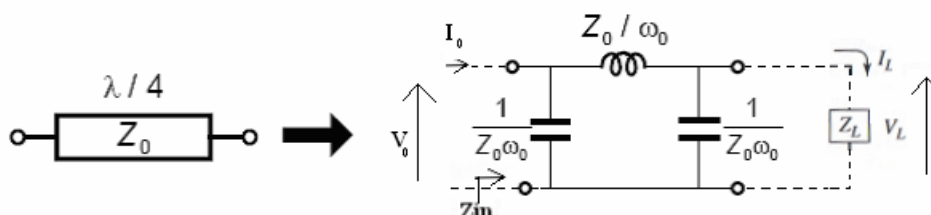
Ved å kombinere (2.12) og (2.13) får man følgende uttrykk for V_L og V_0 :

$$V_L = Z_0 \cdot I_0 \quad \text{og} \quad V_0 = Z_0 \cdot I_L \quad (2.14)$$

Fra likning (2.14) kommer det fram at en konstant spenning over den ene enden av kvartbølgelinja transformeres til en konstant strøm i den andre enden av linja, og omvendt. Dette er en egenskap som er viktig i forbindelse med Doherty-teknikken, og vil bli belyst i kapittel 3.

2.1.4 Transmisjonslinjeekvivalent

Dersom en kvartbølgelinje skal realiseres ved 10 MHz vil den bli uforholdsmessig lang, og det er ikke realistisk å bruke dette i praksis. Det finnes derimot transmisjonslinjeekvivalenter som vil få de samme egenskapene som den virkelige transmisjonslinjen. Et eksempel på en ekvivalent for en kvartbølgelinje vises i figur 2.2 [7]:



Figur 2.2 π -type ekvivalentkrets som representerer kvartbølgetransformatoren (kvartbølgelinja tilsvarer den ene spolen og de to kondensatorene)

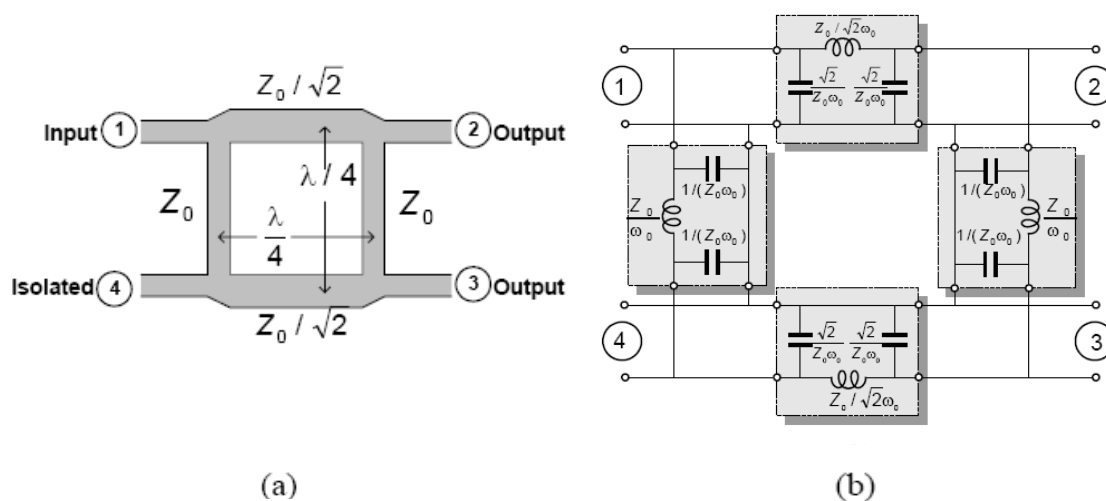
Som man kan se fra figur 2.2 er komponentverdiene gitt av:

$$L = Z_0 / \omega_0 \quad \text{og} \quad C = 1/(\omega_0 \cdot Z_0) \quad (2.15)$$

der Z_0 er den karakteristiske impedansen til linjen, og ω_0 er operasjonsfrekvensen til transformatoren. Dette innebærer at modellen først og fremst er gyldig for én enkelt frekvens, nemlig $f_0 = \omega_0 / 2\pi$.

2.1.5 Kvadraturkobler

Det er nødvendig å ha en effektdeler på inngangen av forsterkeren. For å foregripe begivenhetene noe, vil det på grunn av at hovedforsterkeren i Dohertyforsterkeren er koblet til en kvartbølge transmisjonslinje på utgangen være en faseforskjell på 90 grader mellom de to forsterkergrenene. Dette vil det bli kommet mer inn på i kapittel 3. For å oppveie dette er det nødvendig at de to forsterkergrenene også har 90 graders relativ faseforskjell på sine innganger. En såkalt kvadraturkobler gir et faseskift på 90 grader mellom de to utgangene, og fungerer derfor utmerket til dette formålet. Inngangssignalet deles ideelt sett likt til de to utgangene. Figur 2.3 a) viser oppbygningen av en slik kobler [7].



Figur 2.3 a) Geometri til kvadraturkobleren b) π -type ekvivalentkrets

Kvadraturkobleren kan, som man ser fra figuren over, realiseres som en sammenkobling av fire kvartbølge linjer. På samme måte som med én enkelt kvartbølge linje kan også kvadraturkobleren realiseres med π -type ekvivalentkretser som vist i figur 2.3 b).

2.2 Effektførsterkerkarakteristikker

Effektførsterkere (*eng. power amplifiers (PA)*) finnes i alle sendere i trådløs kommunikasjon, og er ofte de mest kritiske bestanddelene i slike sendere blant annet når det gjelder kostnad, effektforbruk og pålitelighet. Dette kapittelet går igjennom hvordan effektførsterkere kan bygges opp, og forskjellige forsterkerarkitekturer blir presentert.

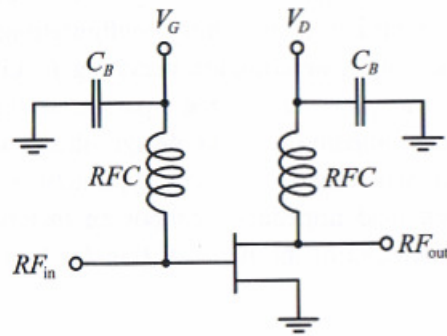
2.2.1 Transistorer og radiorør

I elektronikkens barndom ble de fleste av signalbehandlingsfunksjonene utøvd av radiorør [8], og Dohertyforsterkeren brukte også i sin opprinnelige form radiorør. I 1948 ble den bipolare transistoren (BJT) innført, og mellom 1950 og 1960 viste den seg å være overlegen i forhold til radiorør på nesten alle områder. Rundt 1960 kom felteffekttransistoren (FET) på banen, og den viste seg å være veldig attraktiv for mange anvendelser. Transistorer har to funksjoner som er grunnleggende i elektroniske kretser: forsterkning og switching. I forhold til BJT og FET er radiorør store, de forbruker mye effekt, og de er ikke særlig pålitelige. Derfor ble radiorør ganske snart erstattet av transistorer i de fleste elektroniske systemer. I denne oppgaven blir det ikke gått nærmere inn på oppbygningen av transistorer, men det finnes utallige bøker som gjennomgår dette, blant annet [9]. Det er valgt å bruke felteffekttransistorer i denne oppgaven, nærmere bestemt GaAsFet-transistorer.

2.2.2 Biasering og operasjonsklasser

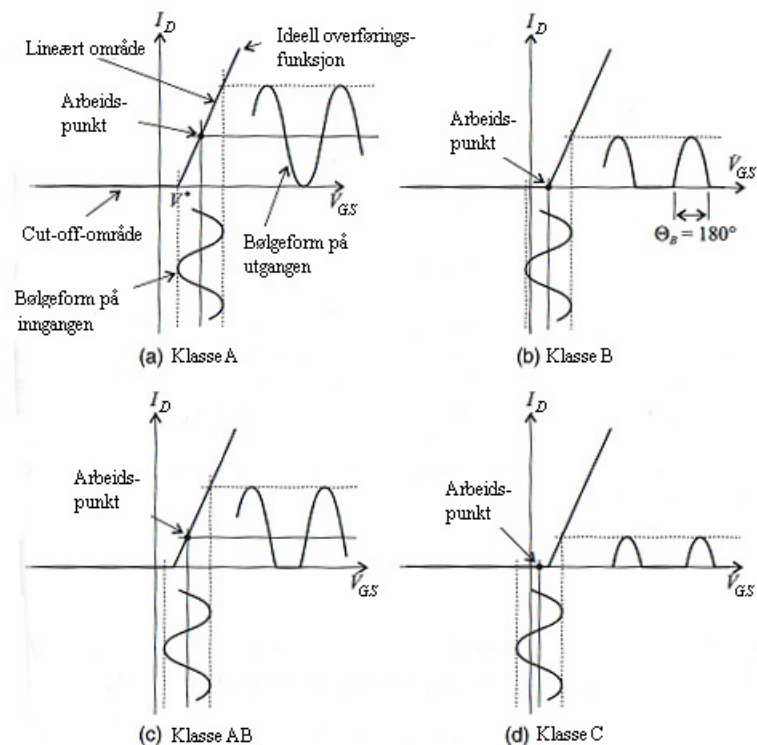
Biasering:

Avhengig av hvilket bruksområde en forsterker er designet for, kreves det spesifikke biasbetingelser. Hensikten med biasering (også kalt forspenning) er å sørge for riktig arbeidspunkt (*eng. quiescent point*) for det aktive elementet i forsterkeren ved spesifikke operasjonsbetingelser, og å opprettholde en konstant innstilling uavhengig av transistorparametervariasjoner og temperaturfluktasjoner [9]. Arbeidspunktet er den strømmen som man ønsker skal gå gjennom transistoren uten signalpåtrykk på inngangen. Figur 2.4 viser det mest grunnleggende biaseringsnettverket for felteffekttransistorer. RF choke-spoler (RFC) i kombinasjon med sperrekondensatorer (C_B) bidrar til å isolere RF-signalet fra DC-kilden.



Figur 2.4 Bipolar passivt biaseringsnettverk for FET [9].

Klasser av forsterkeroppførsel innføres for å beskrive biaseringen av en aktiv enhet i en RF-krets. De fire klassiske forsterkerklassene beskrives i figur 2.5.



Figur 2.5 Forskjellige forsterkerklassers biasering [9]

Forskjellen på de ulike klassene kommer til uttrykk ved en parameter som kalles ledningsvinkelen (*eng. conduction angle*). Denne indikerer i hvor stor del av signalsyklusen transistoren leverer strøm til en utgangslast. Utgangseffektiviteten til forsterkeren avhenger av denne ledningsvinkelen, noe som kommer fram fra [9]:

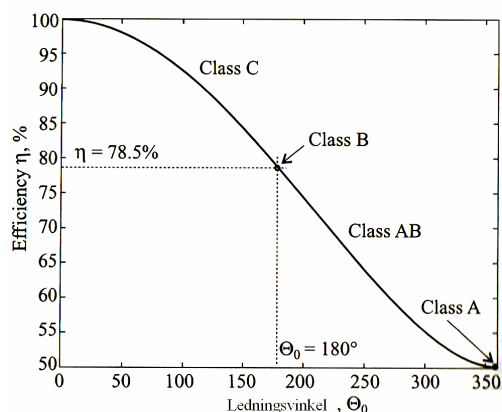
$$\eta = \frac{\Theta_0 - \sin \Theta_0}{2 \cdot [\Theta_0 \cos(\Theta_0 / 2) - 2 \sin(\Theta_0 / 2)]} \quad (2.16)$$

Her er Θ_0 ledningsvinkelen. Effektivitetsbegrepet vil bli gjennomgått i mer detalj i kapittel 2.3.2.

De ulike klassene har forskjellige egenskaper, som beskrevet under:

- **Klasse A:** Som man kan se i figur 2.5 a) vil man i en försterker som opererer i klasse A ha en strøm gjennom lasten over hele signalsyklusen, noe som tilsvarer en ledningsvinkel på $\Theta_A=360^\circ$. Arbeidspunktet velges slik at det går en DC-ström på $I_{\max}/2$ gjennom transistoren, der I_{\max} er den maksimale drainströmmen. Dette innebærer at maksimalt 50% av batterieffekten som tilføres försterkeren overføres til lasten i en klasse A-försterker. Den lave effektiviteten er en ulempe ved denne försterkerklassen, men dersom linearitetskravene er strenge er den veldig aktuell.
- **Klasse B:** I forhold til en klasse A-försterker viser figuren at DC-strömmen i transistoren synker for de tre andre klassene. En klasse B-försterker vil være biasert til terskelspenningen til transistoren. Dette innebærer at kun den ene halvölgen av inngangssignalet slipper gjennom försterkeren, og ledningsvinkelen vil være på 180° . Dette gir en utgangseffektivitet på 78.5%. I motsetning til i en klasse A-försterker vil det ideelt sett ikke gå noen strøm gjennom försterkeren dersom det ikke påtrykkes signal på inngangen av transistoren.
- **Klasse AB:** En klasse AB-försterker kombinerer egenskapene til klasse A- og B-försterker, og har en ledningsvinkel som varierer mellom 180° - 360° . Effektiviteten vil dermed ligge mellom det som er vanlig i klasse A og B. Det samme gjelder for lineariteten.
- **Klasse C:** Mens de tre övrige klassene A, B og AB gjerne går under betegnelsen *lineære* försterkere, er ikke dette tilfellet for en klasse C-försterker. I en klasse C-försterker vil bare deler av den ene halvperioden slippe gjennom transistoren. Dette öker effektiviteten, men vil gå på bekostning av lineariteten.

Effektiviteten til de forskjellige klassene vises i figur 2.6.



Figur 2.6 Maksimal teoretisk effektivitet til en ideell forsterker som funksjon av ledningsvinkelen[9].

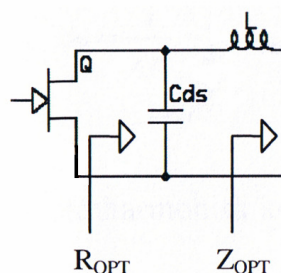
Det finnes flere forsterkerklasser, men de øvrige klassene vil ikke bli presentert her siden de ikke er så aktuelle i denne oppgaven.

2.2.3 Optimal belastning

En transistor har en del interne reaktanser, blant annet har en FET reaktansene $X_{C_{ds}}=1/\omega C_{ds}$ og $X_L=\omega L$ på utgangen, som illustrert i figur 2.7. For at transistoren skal tilføre maksimal effekt til lasten er det ønskelig at transistoren ser en resistans R_{opt} . For en klasse B-forsterker kan det vises at denne optimale resistansen er gitt av tilnærmelsen [6]:

$$R_{opt} = \frac{V_{dc} - V_k}{I_{max} / 2} \quad (2.17)$$

der V_{dc} er DC-spenning tilført på drain, V_k er knespenningen, og I_{max} er maksimal strøm for transistoren. I_{max} tilnærmes ofte som $1.2 \cdot I_{DSS}$, der I_{DSS} er metningsstrømmen til transistoren.



Figur 2.7 Interne reaktanser til FET

Impedansen som det er ønskelig at man skal se på transistorens utgangsterminaler er Z_{opt} , som vist i figuren over. Ved lave frekvenser spiller de interne reaktansene $X_{C_{ds}}$ og X_L liten rolle, og det er derfor rimelig å tilnærme $R_{opt} \approx Z_{opt}$. Denne tilnærmelsen vil derimot ikke fungere for høyere frekvenser. Ved siden av frekvensvariasjoner vil også $X_{C_{ds}}$ variere med spenningen når transistoren opererer i det ulineære området. Dette vil derimot ikke være av signifikant betydning ved en så lav frekvens som 10 MHz.

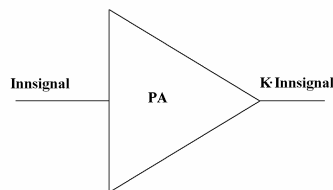
2.3 Forsterkerbegreper og -parametere

En rekke begreper og parametere som opptrer i forbindelse med effektforsterkere blir gjennomgått i dette kapitlet.

2.3.1 Effektforsterkning

En effektforsterkers oppgave er ganske enkelt å øke effekten i et signal. Det innebærer at forholdet mellom inngangen og utgangen på forsterkeren er som vist i ligning (2.18) og figur 2.8:

$$Utsignal = K \cdot Innsignal \quad (2.18)$$



Figur 2.8 Effektforsterker

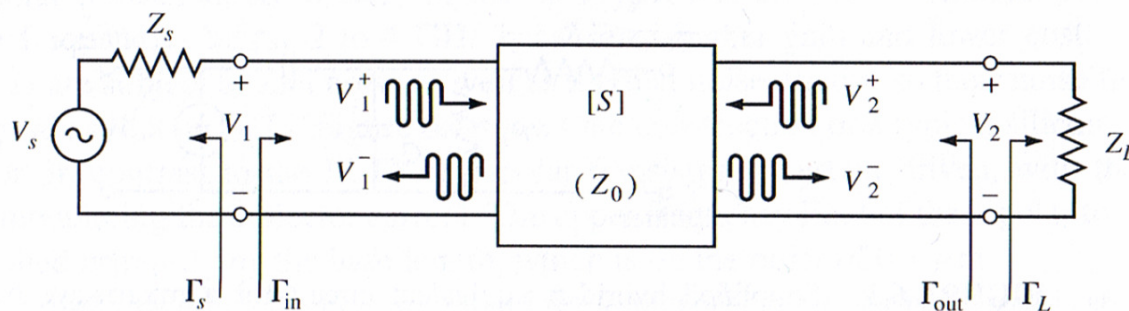
hvor K er en parameter som bestemmer hvor stor forsterkningen er.

Det finnes mange definisjoner på forsterkning, og det kommer ikke uten videre alltid fram hva som spesifikt menes med forsterkning i forskjellige sammenhenger. I de fleste definisjoner på forsterkning forekommer derimot RF-effekten i en lastimpedans Z_L på utgangen av forsterkeren. Denne er gitt av ligningen:

$$P_L = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_L \cdot I_L^*\} \quad (2.19)$$

der V_L er effektivverdien til spenningen over Z_L , og I_L er effektivverdien til strømmen gjennom Z_L .

Som nevnt finnes det flere former for forsterkning, og tre ulike definisjoner er gitt av [4]. Disse tre definisjonene tar utgangspunkt i et to-ports nettverk som vist i figur 2.9.



Figur 2.9 To-port-nettverk med generelle kilde- og lastimpedanser [4].

Her er de ulike refleksjonskoeffisientene som gitt i likning 2.5, med hver sine respektive ”lastimpedanser”.

- **Virkelig effektforsterkning:** Denne definisjonen er gitt av forholdet mellom effekten levert på utgangen og effekten levert på inngangen av forsterkeren:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.20)$$

- **Tilgjengelig effektforsterkning:** Denne effektforsterkningsdefinisjonen antar at man har konjugert tilpasning både for kilde og last, og er gitt som forholdet mellom tilgjengelig effekt levert til lasten og tilgjengelig effekt fra kilden:

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.21)$$

- **Transducer effektforsterkning:** Forholdet mellom effekten levert til lasten og tilgjengelig effekt fra kilden kalles transducer effektforsterkning og er gitt av:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.22)$$

Disse tre definisjonene er hovedsakelig ulike i måten kilden og lasten er tilpasset i forsterkeren. Dersom både inngangen og utgangen er konjugert tilpasset til toporten er forsterkningen maksimal, og $G=G_A=G_T$.

2.3.2 Effektivitet

Effektforsterkere designes ofte for å gi best mulig effektivitet (også kalt virkningsgrad), selv om dette innebærer at forsterkningen blir mindre enn det som er maksimalt mulig. På samme måte som med forsterkning finnes det flere definisjoner på effektiviteten til en forsterker [6]:

- **Utgangseffektivitet:** Utgangseffektiviteten til forsterkeren kan defineres som:

$$\eta = \frac{P_{RF,UT}}{P_{dc}} \cdot 100\% \quad (2.23)$$

der P_{RF} er RF-effekten som leveres til lasten, mens P_{dc} er den tilførte DC-effekten.

Denne definisjonen er mye brukt, men den har den svakheten at den ikke tar hensyn til RF-effekten som leveres inn på forsterkeren. I RF-forsterkere kan denne effekten være ganske betydelig, noe som vil føre til at den reelle effektiviteten til forsterkeren er noe lavere enn utgangseffektiviteten.

- **Power added efficiency (PAE):** PAE er en mye brukt definisjon på effektivitet og gir i mange situasjoner et riktigere bilde på effektiviteten til en forsterker enn utgangseffektiviteten gjør. PAE er definert som:

$$PAE = \frac{P_{RF,UT} - P_{RF,INN}}{P_{dc}} \quad (2.24)$$

PAE er som man kan se fra ligning (2.24) lik differansen mellom RF-effekten levert på utgangen og RF-effekten levert til inngangen på forsterkeren dividert på tilført DC-effekt. På den måten blir også den i mange tilfeller ikke ubetydelige inngangseffekten tatt med i betraktningen.

- **Total effektivitet:** En tredje definisjon på effektivitet er total (*eng. overall*) effektivitet som er gitt av formelen [10]:

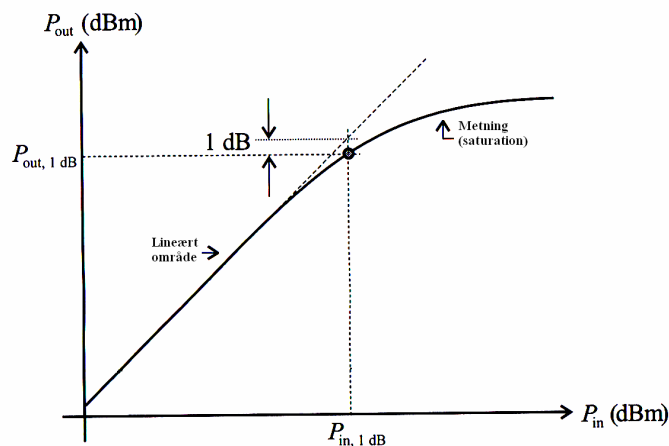
$$\eta_x = \frac{P_{RF,UT}}{P_{dc} + P_{RF,INN}} \quad (2.25)$$

Denne definisjonen er ikke så mye brukt i litteraturen, men vil gi et godt bilde på effektiviteten til en forsterker. Det er derimot de samme størrelsene som brukes her som i PAE, så man kan få den samme informasjonen i dette tilfellet.

2.3.3 Linearitet

Den aktive komponenten i en effektforsterker vil vanligvis ha en ikke-lineær oppførsel, og effektforsterkeren vil av den grunn være den største bidragsyteren til distorsjon i en transceiverkjede. Dersom høyeffektsforsterkere skal designes er det ikke alltid tilstrekkelig med en småsignaltilnærming, siden forsterkeren virker i det ikke-lineære området. I dette tilfellet må man bruke storsignal S-parametere eller impedanser for å oppnå et passende design [9]. Småsignal S-parametere kan dog fremdeles brukes ved design av en klasse A-forsterker siden signalforsterkningen stort sett er begrenset til det lineære området til transistoren. For klasse AB-, B-, og C-forsterkere vil disse småsignal S-parametrene derimot ikke være tilfredsstillende.

Et viktig karaktertrekk ved høyeffektsforsterkere er såkalt forsterkningskompresjon (*eng. gain compression*). Når innsignalet på forsterkeren nærmer seg det ikke-lineære området (metning), begynner forsterkningen å avta i forhold til en ideell forsterker. En illustrasjon på dette vises i figur 2.10.



Figur 2.10 Utgangseffekt til en forsterker som funksjon som inngangseffekt[9].

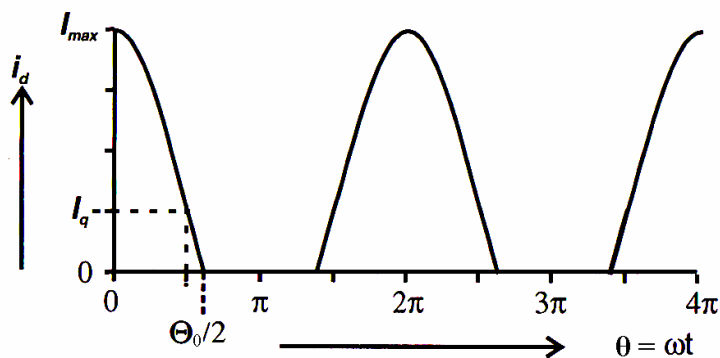
En viktig parameter i dette tilfellet er *1dB-kompresjonspunktet* som er avmerket i figuren. Som navnet antyder er dette det punktet hvor forsterkningen har falt med 1dB i forhold til en ideell lineær forsterkning. Dette punktet brukes til å beskrive effekthåndteringsevnen til forsterkeren.

2.3.4 Distorsjon

Distorsjon (også kalt forvrengning) og linearitet henger nøye sammen og kunne like gjerne vært behandlet under ett. Siden distorsjon er et såpass omfattende tema er det valgt å presentere det for seg selv.

Harmonisk distorsjon

Høyeffektforsterkere vil gi harmonisk distorsjon, som vil oppstå ved multiple av operasjonsfrekvensen ($2f_0$, $3f_0$, $4f_0$...). Ved å redusere ledningsvinkelen vil, som nevnt i kapittel 2.2, effektiviteten til en forsterker øke. Dette vil derimot gjøre forsterkeren mindre lineær, samtidig som DC-komponenten vil avta. I tillegg til dette vil det bli generert harmoniske komponenter, og for å undersøke dette kan man foreta Fourier-analyse av bølgeformen til strømmen i transistoren [6]. Et generelt strømforløp vises i figur 2.11.



Figur 2.11 Drainstrøm med redusert ledningsvinkel [6].

I en klasse B-forsterker er som nevnt ledningsvinkelen Θ_0 lik π radianer (180°).

Drainstrømmen vil da være av samme form som i figur 2.11, men med noe mindre periode.

Denne halvlikerrettede sinusbølgen har en grunnharmonisk komponent og flere overharmoniske som kan skrives som:

$$i_d = I_{dc} + I_1 \cos \theta + I_2 \cos 2\theta + I_3 \cos 3\theta + \dots \quad (2.26)$$

DC-komponenten kan finnes fra formelen:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{\max} \cos \theta \, d\theta = \frac{I_{\max}}{\pi} \quad (2.27)$$

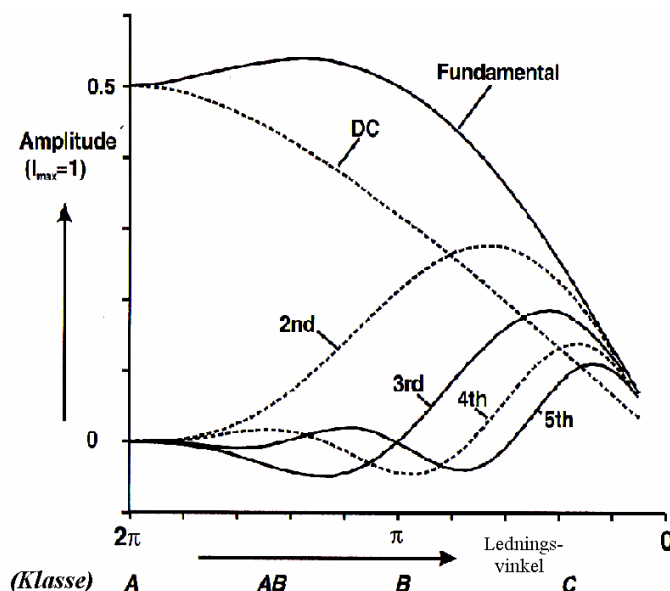
De øvrige n-te harmoniske komponentene finnes av:

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{\max} \cos \theta \cos n\theta \, d\theta \quad (2.28)$$

Fra denne formelen kan den grunnharmoniske finnes som:

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2} \quad (2.29)$$

De øvrige komponentene beregnes ikke her, men en grafisk framstilling av alle komponentene som funksjon av ledningsvinkel (og dermed klasse) vises i figur 2.12.

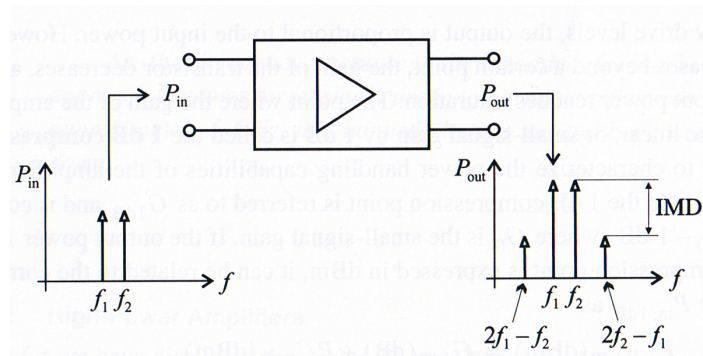


Figur 2.12 Harmoniske komponenter som funksjon av klasse[6].

Det kommer fram i figuren at for en klasse B-forsterker er det den andreharmoniske som vil dominere. Denne komponenten er det ønskelig å fjerne for å kunne gjenskape den opprinnelige bølgeformen på inngangen av forsterkeren. En mulig løsning på dette vil det bli kommet inn på i kapittel 2.4.2.

Intermodulasjonsdistorsjon

En uønsket egenskap ved effektførsterkere er forekomsten av *intermodulasjonsdistorsjon* (IMD). Selv om dette eksisterer i enhver forsterker (som harmonisk distorsjon), er den mest fremtredende i høyeffektsområdet der ikke-lineær oppførsel må tas med i beregningene. IMD fremtrer når to umodellerte harmoniske signaler med forskjellig frekvens påtrykkes inngangen til forsterkeren. På utgangen kan da IMD observeres som vist i figur 2.13. Dette er uønskede komponenter som helst bør være så små som mulig for en effektførsterker.

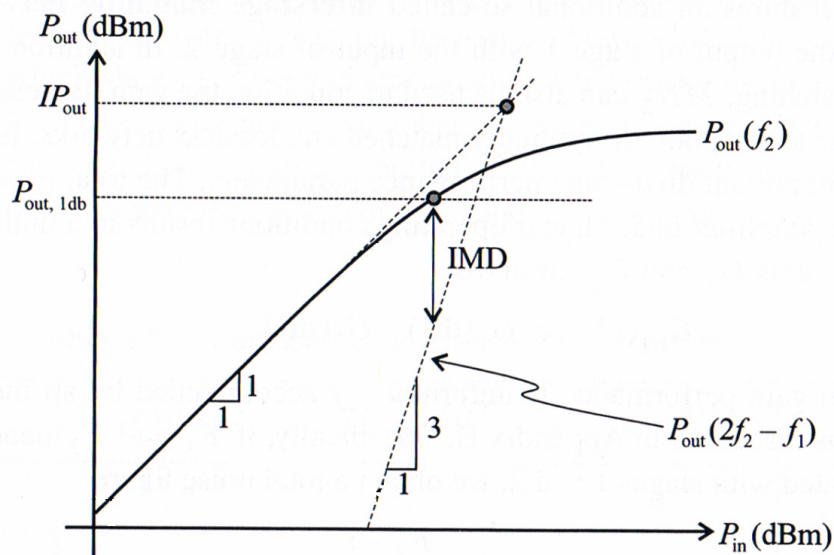


Figur 2.13 Intermodulasjonsdistorsjon i en forsterker [6].

Det er de såkalte 3.ordens distorsjonsproduktene som vises i figuren over. Disse er de viktigste bidragene siden de befinner seg nærmest den fundamentale tonen (frekvensen). Disse komponentene kan ikke filtreres bort siden de er for nær den fundamentale tonen. IMD defineres gjerne, som vist i figur 2.13, som forskjellen mellom ønsket og uønsket effektnivå på utgangen av forsterkeren:

$$IMD [dB] = P_{out}(f_2) [dBm] - P_{out}(2f_2 - f_1) [dBm] \quad (2.30)$$

De to effektnivåene som inngår i denne formelen vises i figur 2.14 som funksjon av inngangseffekten.

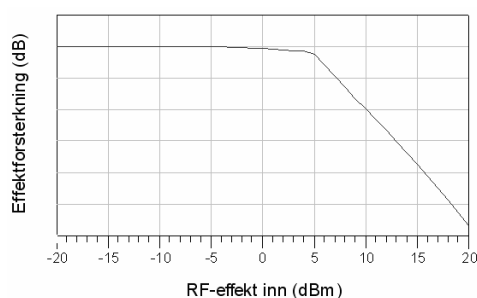


Figur 2.14 IMD-karakteristikk basert på inngang-utgangs effektforhold.

Ved å projisere de lineære regionene til $P_{out}(f_2)$ og $P_{out}(2f_2 - f_1)$ vil man få et krysningspunkt som kalles 3.ordens intercept-punkt (IP_{out}). Dette punktet kan brukes til å beskrive IMD-oppførselen til en forsterker, og brukes til å karakterisere forsterkerens linearitet.

AM-AM distorsjon

Alle forsterkere avviker i en eller annen grad fra kravet om at forsterkningen skal være uavhengig av inngangseffekten inn på forsterkeren. Man kan generelt si at forsterkningen blir redusert etter hvert som inngangsnivået øker mot forsterkerens metning. Dette er illustrert i figur 2.15. Dette betegnes som AM-AM distorsjon. Dette kommer også fram i figur 2.10, og har altså stor sammenheng med lineariteten til forsterkeren.



Figur 2.15 AM-AM karakteristikk

AM-PM distorsjon

Ikke bare vil forsterkningen til en forsterker avhenge av nivået på inngangssignalet, fasedreiningen fra inngangen til utgangen av forsterkeren vil også variere. Dette kalles AM-PM distorsjon, og kan skape problemer i forbindelse med deteksjon av fasemodulerte signaler. Hva som er grunnen til at denne formen for distorsjon oppstår er forbundet med ”mystikk”, men det er klart at AM-PM-effekter avhenger av flere transistorparametere [6].

2.3.5 Stabilitet

Et av de viktigste kravene som stilles til en forsterkerkrets er at den må være stabil i frekvensområdet den skal operere i. Dette er spesielt viktig i RF-kretser, som har en tendens til å oscillere avhengig av operasjonsfrekvens og terminering [9]. En forsterker sies å være ubetinget stabil dersom den forholder seg stabil over hele Smith-diagrammet for de valgte frekvens- og biasforholdene. En annen måte å si dette på er at forsterkeren er stabil dersom $|\Gamma_{in}| < 1$ og $|\Gamma_{out}| < 1$ for *alle* passive kilde- og lastimpedanser.

Det er flere fremgangsmåter for å undersøke om en forsterker er stabil, og i denne oppgaven brukes Rollets betingelse. En parameter som viser om en forsterker er ubetinget stabil eller ikke er *Rollets faktor*, k :

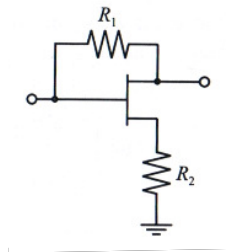
$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.31)$$

der

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.32)$$

Dersom $k > 1$ er dermed forsterkeren ubetinget stabil.

En viktig betraktning er som nevnt at stabiliteten til en forsterker er frekvensavhengig. Derfor er det viktig å ikke bare undersøke stabiliteten ved operasjonsfrekvensen. Når forsterkere som er ment å operere over et bredt frekvensbånd skal designes, er det en del faktorer som kommer inn i bildet. En viktig komplikasjon er at $|S_{12}|$ sjelden er konstant over et bredt frekvensbånd, noe som bidrar til at muligheten for at det oppstår oscillasjoner tiltar. En løsning på dette problemet er å ta i bruk negativ tilbakekobling som vist i figur 2.16, hvor R_1 utgjør en parallell tilbakekobling og R_2 utgjør en serie tilbakekobling [9]. Dette er en generell tilbakekoblingskrets, og det finnes flere modifikasjoner av denne.



Figur 2.16 Generell resistiv negativ tilbakekoblingskrets

En ulempe med slike negative tilbakekoblingskretser er at de har en tendens til å begrense den maksimale effektførsterkningen til transistoren. Uttrykket *negativ tilbakekobling* impliserer at deler av signalet på utgangen av transistoren kobles tilbake til inngangen med motsatt fase, slik at det trekkes fra inngangssignalet og dermed reduserer det.

I tillegg til frekvensavhengigheten endres stabilitetsoppførselen av biasbetingelsene til transistoren [9]. Derfor er det viktig å endre stabilitetsanalysen dersom biasbetingelsene, og helst til og med temperaturen, endres.

2.3.6 Støy

Støy er ikke den viktigste faktoren i effektførsterkerdesign. Dette kan forklares ved å se på formelen for støyfaktoren i et kaskadesystem av N elementer [4]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}} \quad (2.33)$$

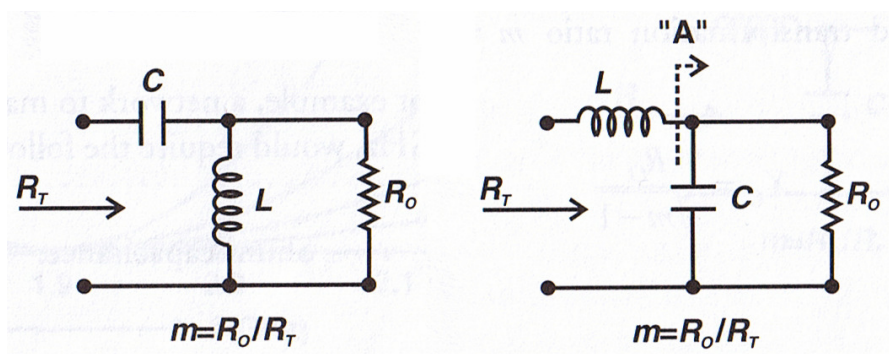
Det kommer fram fra denne formelen at støyfaktoren først og fremst avhenger av de første stegene av systemet. Siden effektførsterkeren vanligvis er den siste komponenten i senderkjeden, har den veldig lite å si for den totale støyfaktoren.

2.4 Impedanstillpasning

For å kunne oppnå et best mulig resultat for forsterkeren, er det viktig at transistoren har impedanstillpasningsnettverk på inngangen og utgangen. Hva som er best mulig resultat avhenger av situasjonen, men det kan blant annet være å oppnå høyest mulig effektivitet. På utgangen er det dermed viktig med et tilpasningsnettverk som gjør at maksimal effekt leveres til lasten. Inngangen tilpasses slik at generatorimpedansen omformes til en optimal kildeimpedans slik at maksimal forsterkning oppnås.

2.4.1 To-komponents tilpasningsnettverk

De enkleste tilpasningsnettverkene er de såkalte to-komponents tilpasningsnettverkene, også kalt L-nettverk på grunn av deres form. Det er flere mulige realiseringer av L-nettverk, to av de vanligste vises i figur 2.17 [6].



Figur 2.17 To mulige L-nettverk

Fremgangsmåten for å finne det ønskede tilpasningsnettverket til høyre i figur 2.17 beskrives i det følgende. R_0 kan være en hvilken som helst kompleks last med verdien $R_1 - jX_1$.

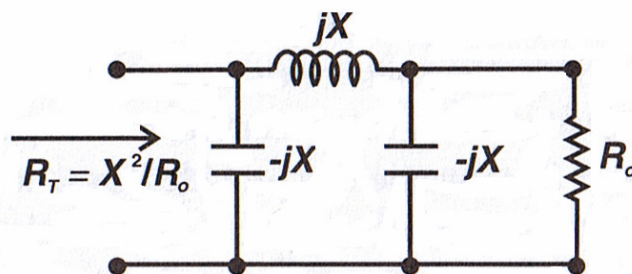
Impedansen som man ser fra "A" er da en parallellkobling av R_0 og C . Dersom man setter $1/(\omega C) = X_C$ får man følgende uttrykk for denne impedansen:

$$Z_A = R_1 - jX_1 \parallel -jX_C = \frac{(R_1 - jX_1) \cdot -jX_C}{R_1 - j(X_1 + X_C)} = \frac{R_1 \cdot X_C^2 - j(R_1^2 \cdot X_C + X_1^2 \cdot X_C + X_1 \cdot X_C^2)}{R_1^2 + (X_1 + X_C)^2} \quad (2.34)$$

En reaktans velges slik at $\text{Re}\{Z_A\} = \text{Re}\{R_T\}$. Deretter settes det inn en spole i serie slik at $\text{Im}\{R_T\}$ får den verdien som man ønsker.

2.4.2 π -tilpasningsnettverk

En type tilpasningsnettverk som allerede er nevnt i kapittel 2.1.4 er π -tilpasningsnettverk. Et eksempel på en slik type nettverk vises i figur 2.18 [6].

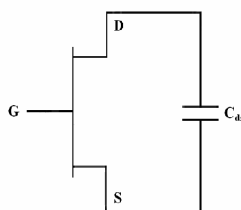


Figur 2.18 π -tilpasningsnettverk

Designligningen til et slikt nettverk er veldig enkel:

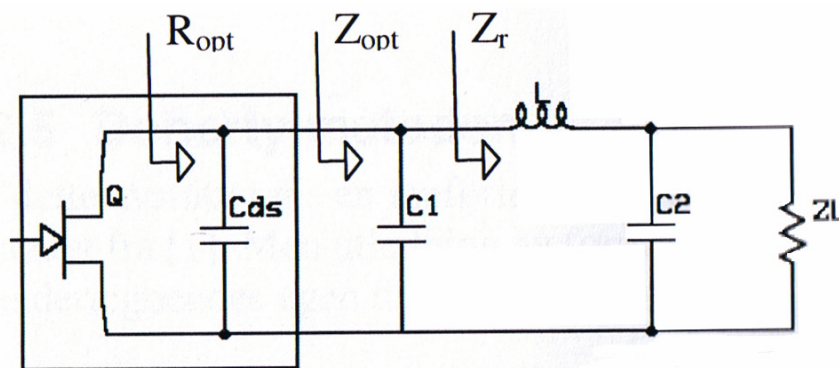
$$R_T R_o = X^2, \quad \text{der } X_L = X_C = X \quad (2.35)$$

Et slikt tilpasningsnettverk er relevant for tilpasning av utgangen til en effektforsterker. En felteffekttransistor har som nevnt i kapittel 2.2.3 noen interne reaktanser som man må ta hensyn til. På en så lav frekvens som 10 MHz er det først og fremst kapasitansen C_{ds} som kan spille en rolle, og bør tas med i betraktningen når utgangsnettverket skal designes [11]. Denne kapasitansen vises i figur 2.19.



Figur 2.19 Transistor med intern drain-source-kapasitans

For å minimere innvirkningen C_{ds} har på tilpasningen, kan man sette inn en kondensator med mye større kapasitans i parallell med C_{ds} . Siden det er den kondensatoren med høyest kapasitans som vil dominere i en parallellkobling, kan da påvirkningen til C_{ds} dempes. Dersom disse to kondensatorene er i samme størrelsesorden er det derimot viktig å ta hensyn til C_{ds} . Et π -nettverk kan dermed brukes på utgangen som vist i figur 2.20 [3].



Figur 2.20 Utgangsnettverk til transistoren

En annen viktig funksjon som π -nettverket kan bidra med, er å kortslutte høyereordens harmoniske komponenter. I prinsippet er det mulig å gjøre kapasitansen $C_1 + C_{ds}$ så stor som mulig, for på den måten å terminere harmoniske komponenter med en veldig lav reaktans. Spørsmålet blir da hvor stor denne kapasitansen skal gjøres slik at den er realiserbar, samtidig som den virker som en kvasi-harmonisk kortslutning. Det viser seg at dersom man velger

$$j(X_{C_1} + X_{C_{ds}}) = -jR_{opt} \quad (2.36)$$

vil man oppnå en tilfredsstillende løsning på dette spørsmålet [6].

Dette symmetriske nettverket er også interessant siden det gjengir oppførselen til en kvartbølgetransmisjonslinje bedre, over en større båndbredde, enn det asymmetriske to-komponentsnettverket [6]. Som det vil bli kommet tilbake til i kapittel 3 er det ønskelig at π -nettverket fungerer nettopp som en kvartbølgetransformator. Det er, som også vil bli forklart i kapittel 3, ønskelig å transformere en lastverdi på $Z_L = R_{opt}/2$ til $Z_{in} = 2 \cdot R_{opt}$, hvor Z_L og Z_{in} er som definert i figur 2.2. Fra ligning (2.11) får man da at $Z_0 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_L} = R_{opt}$. Fra ligning (2.15) finner man at $jX_C = -jX_L = -jZ_0$, der $X_L = L \cdot \omega_0$ og $X_C = 1/(C \cdot \omega_0)$. Ergo må man da ha at $j(X_{C_1} + X_{C_{ds}}) = -jR_{opt}$ for at nettverket skal ha de ønskede transformasjonsegenskapene.

Dette betyr at π -nettverket både kan sørge for terminering av harmoniske komponenter og foreta kvartbølgetransformasjon for en gitt frekvens.

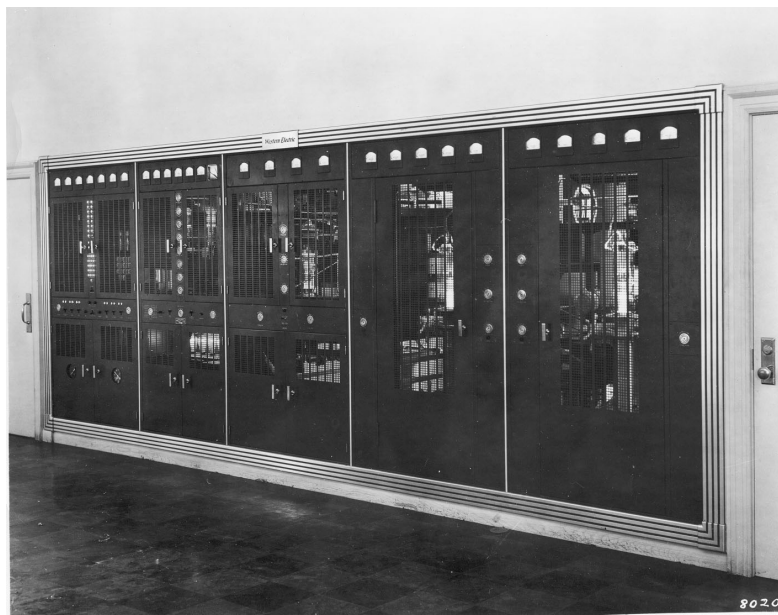
3 Doherty-teknikken

Doherty-teknikken er en teknikk som kan benyttes for å øke effektiviteten til RF-effektforsterkere. Teknikken ble oppfunnet allerede i 1936, men er fremdeles relevant i enkelte sammenhenger, blant annet innenfor mobiltelefoni.

3.1 Bakgrunn

Doherty-teknikken har fått navnet sitt fra William J. Doherty, som i 1936 introduserte en ny type lineær effektforsterker for modulerte RF-bølger [1]. Denne effektforsterkeren tok i bruk radorør (*eng. tubes*) på en slik måte at en effektivitet på 60-65% uavhengig av modulasjon kunne oppnås. Selv om moderne Doherty-forsterkere bruker transistorer i stedet for radorør, er prinsippet og virkemåten den samme.

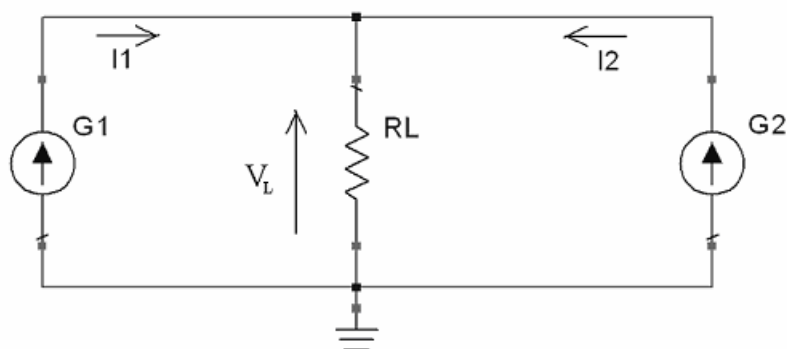
På midten av 1930-tallet var trenden at stadig høyere effektnivåer ble brukt i kringkasting, noe som gjorde det enda viktigere enn før å få en mer økonomisk bruk av radiosendere. Det var blant annet på bakgrunn av dette at Doherty utviklet den nye teknikken. Den første kommersielle senderen som tok i bruk den nye kretsen ble satt i drift i 1938. Et eksempel på en av de tidligste transmitterne som benyttet seg av Dohertyforsterkere vises i figur 3.1. Dagens nye standarder innenfor mobiltelefoni har gjort sitt til at Dohertyteknikken fått en ny aktualitet.



Figur 3.1 Western Electric transmitter med Dohertyforsterker [12]

3.2 Aktiv last-tuning

En av de interessante egenskapene til Doherty-konfigurasjonen er at den bruker det som kan kalles *aktiv last-tuning* [6]. Konseptet er at resistansen eller reaktansen til en RF-last kan modifiseres ved å påtrykke en strøm fra en annen fasekoherent kilde. Prinsippet kan forklares ved å ta utgangspunkt i figur 3.2.



Figur 3.2 Aktiv last-tunings-krets

I figur 3.2 vil generator 1 (G1) se en lastresistans lik R_L dersom generator 2 (G2) er satt til å levere null strøm. Dersom G1 leverer en strøm I_1 og G2 leverer en strøm I_2 vil spenningen V_L over lastresistansen være:

$$V_L = R_L(I_1 + I_2) \quad (3.1)$$

Effekten dette har på terminalene til G1 er den samme som om det var én enkelt passiv motstand koblet til den med en verdi:

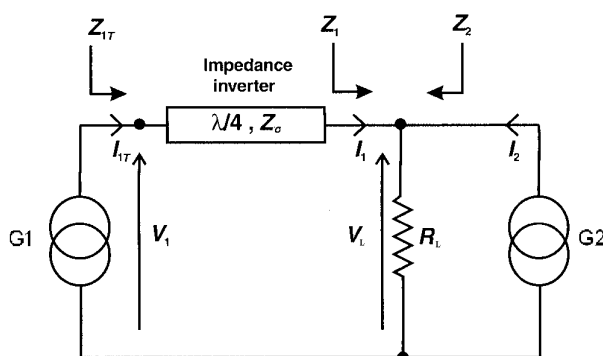
$$Z_1 = \frac{V_L}{I_1} = R_L \frac{I_1 + I_2}{I_1} \quad (3.2)$$

På samme måte vil resistansen som G2 ser på sine terminaler være:

$$Z_2 = \frac{V_L}{I_2} = R_L \frac{I_1 + I_2}{I_2} \quad (3.3)$$

Fra ligningene (3.2) og (3.3) er det klart at impedansen den ene generatoren ser kan endres av den andre generatoren. Dersom to transistorer kobles sammen i parallell, kan impedansen sett fra den ene modifiseres av den andre ved hjelp av passende biasering.

Ved å sette inn en kvartbølgelinje mellom generator 1 og lasten, endres impedansen sett fra G1 (figur 3.3). Det bør bemerkes at faseforskjellen mellom de to generatorene må være på 90 grader for å kompensere for kvartbølgelinja.



Figur 3.3 Aktiv last-tunings-krets med impedansinverterer[6].

Fra ligning (2.11) og (3.2) kan følgende sammenheng utledes:

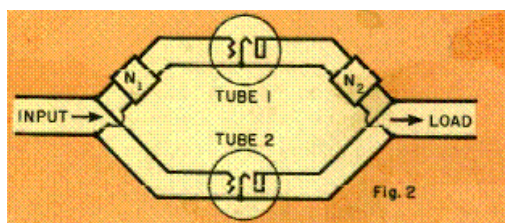
$$Z_{1T} = \frac{Z_0^2}{Z_1} = \frac{Z_0^2 \cdot I_1}{R_L \cdot (I_1 + I_2)} \quad (3.4)$$

Fra ligning (3.4) kommer det fram at impedansen sett fra generator 1 *avtar* med økende strøm fra generator 2. Dette er en meget viktig egenskap som benyttes i Doherty-forsterkere.

3.3 Doherty-forsterkerens opprinnelige oppbygning

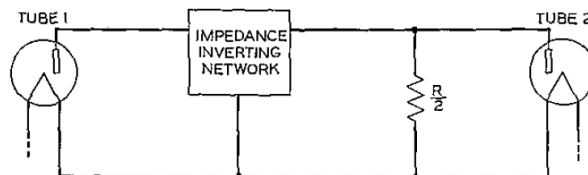
Doherty brukte som nevnt radorør for å realisere Doherty-forsterkeren. En fundamental egenskap til radorør-effektførsterkere er at maksimal effektivitet kun oppnås når radorøret leverer maksimal RF-spenning til en last. En slik maksimal spenning leveres derimot bare ved tilfeldige forbigående modulasjonstopper. Den såkalte *normale spenningen*, eller *bærebølgespenningen*, er bare halvparten av den maksimale verdien, noe som innebærer at gjennomsnittlig effekt til slike forsterkere bare er på rundt 33 prosent [13].

Doherty fant en løsning på dette problemet ved å ta i bruk to radorør med hver sin funksjon, men fungerende som én enhet. Bærebølgeeffekten leveres ved høy RF-spenning, og dermed ved høy effektivitet, av ett rør alene, mens spenningen som kreves for modulasjonstoppene tilføres av det andre radorøret når det er nødvendig. De to delene kalles gjerne henholdsvis *hovedforsterker* og *peakforsterker*. En enkel illustrasjon på hvordan dette fungerer blir vist i figur 3.4.



Figur 3.4 Dohertyforsterker med radorør[13]

For å forklare tankegangen bak hvordan Doherty-forsterkeren er tenkt å fungere kan det tas utgangspunkt i figur 3.5, som Doherty selv hadde med i sin publikasjon. Det er lagt inn et impedansinverterende nettverk (eksempelvis en kvartbølge-transmisjonslinje) mellom radorøret til venstre i kretsen (*TUBE 1*) og lasten. Så lenge radorøret til høyre (*TUBE 2*) er inaktivt vil det impedansinverterende nettverket se en impedans på $R/2$, slik at *TUBE 1* vil se $2R$ (kan utledes fra (2.11) med $Z_0=R$). Når det andre radorøret så begynner å bidra, vil det som gjennomgått i kapittel 3.2 ha den følgen at termineringsimpedansen vil øke, og dermed vil impedansen som *TUBE 1* ser avta. En nærmere forklaring på hvordan Dohertyforsterkeren vil fungere kommer i kapittel 3.5.



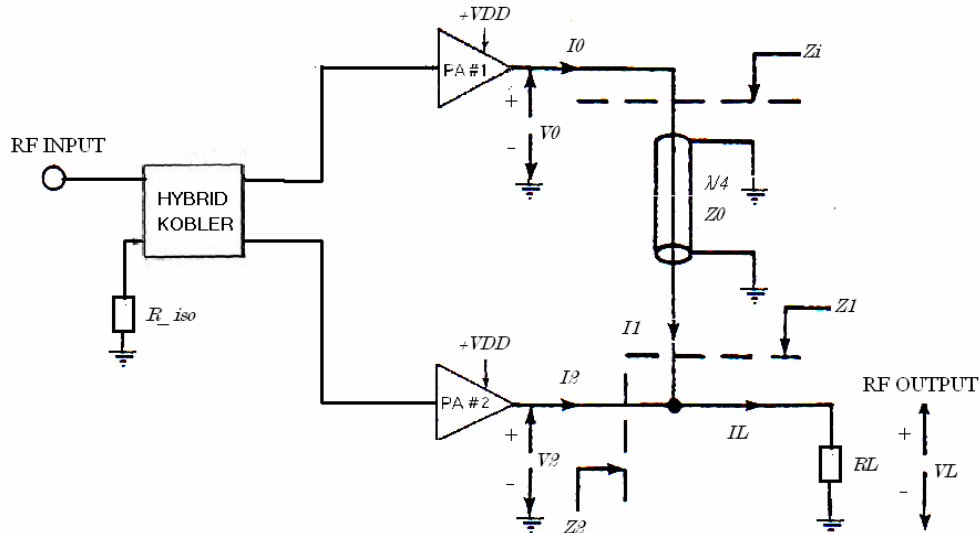
Figur 3.5 Fundamental form av høyeffektiv krets[1]

3.4 Moderne Doherty-forsterkere

Doherty-forsterkeren i sin opprinnelige form kan virke gammeldags og lite relevant for dagens teknologi. Det er derimot mulig å realisere en Doherty-forsterker ved bruk av transistorer i stedet for radorør. Radorør er på noen områder bedre egnet for å virke i en slik forsterker, men bruk av transistorer vil også føre med seg noen fordeler. Først og fremst har radorør en mye mer fleksibel karakteristikk [6]. Radorør viser generelt sett ikke noen av de metningsmekanismene som er viktige i RF-transistorer, og transkonduktansen kan dessuten i noen tilfeller gjøres til en kontrollerbar parameter. Doherty tar i bruk en del slike gamle radorøregenskaper for å tilnærme de krevde driverbetingelser for hoved- og peakforsterkeren, og direkte transistoranalogier er ikke så åpenbare. Fordelene ved å bruke transistorer er likevel så store (jfr. kapittel 2.3.1) at det er lite aktuelt å bruke radorør i dag. I fortsettelsen av denne oppgaven vil derfor Dohertys opprinnelige radorør være byttet ut med transistorer.

3.5 Doherty-metoden

Selve prinsippet bak Dohertyforsterkeren kan belyses ved å ta utgangspunkt i figur 3.6 under. Her fungerer PA#1 som hovedforsterker, og PA#2 som peakforsterker.



Figur 3.6 Forenklet blokkdiagram av Doherty-system[14]

Hybridkobleren vil gi en faseforskjell på 90° mellom de to utgangene, noe som bidrar til å kompensere for faseforskjellen som innføres på grunn av kvartbølgelinjen på utgangen av hovedforsterkeren. For illustrasjonens skyld antas det foreløpig at begge forsterkerne opererer i klasse B, og at peakforsterkeren begynner å bidra med en gang hovedforsterkeren går i metning. Dette er altså en ideell betraktning.

Doherty-forsterkerens virkemåte kan deles inn i tre, etter hvor høyt nivået på utgangen til forsterkeren er [14]:

Fase 1 (Under overgangspunktet)

Ved lave utgangsnivåer er peakforsterkeren slått av, og hovedforsterkeren opererer som en lineær klasse-B forsterker. Impedansen som hovedforsterkeren ser, resulterer i at den går i metning i et såkalt overgangspunkt (eng. *transition point*) langt under systemets maksimale uteffekt (eng. *peak-output power (PEP)*). Hovedforsterkeren har da maksimal virkningsgrad.

I et klassisk Doherty-system vil hovedforsterkeren nå overgangspunktet for halvparten av sin maksimale utgangseffekt. Dette innebærer at hovedforsterkeren må se en impedans

$Z_i = 2 \cdot R_{opt}$ når peakforsterkeren er slått av. Ved å velge lastresistansen $R_L = R_{opt} / 2$ og kvartbølgelinjas karakteristiske impedans lik R_{opt} kan det da utledes fra formel 2.11 at:

$$Z_i = \frac{R_{opt}^2}{R_{opt} / 2} = 2 \cdot R_{opt} \quad (3.5)$$

Siden hovedforsterkeren i overgangspunktet opererer med maksimal effektivitet mens peakforsterkeren er slått av, vil hele systemet virke med maksimal effektivitet. Dette innebærer at forsterkerens maksimale effektivitet blir oppnådd både ved overgangspunktet og ved PEP.

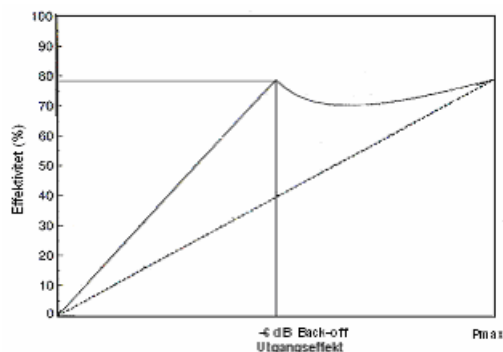
Fase 2 (Over overgangspunktet)

For utgangsnivåer over overgangspunktet begynner peakforsterkeren å bidra, og virker som en lineær RF-effektforsterker og dermed som en kontrollert strømkilde. Hovedforsterkeren fortsetter på sin side å være i metning og virker derfor som en kontrollert spenningskilde. Utgangen til kvartbølgelinja på utgangen av hovedforsterkeren vil da fungere som en strømkilde (som forklart i kapittel 2.1.3). Laststrømmen I_L vil nå som følge av peakforsterkerens bidrag være med på å øke RF-utspenningen ut over det som bare skyldes hovedforsterkeren alene. Impedansen Z_i som kvartbølgelinja ser vil (som forklart i likning (3.2)) være større enn lastimpedansen, og øke med økende bidrag fra peakforsterkeren. På grunn av impedansinversjonen vil kvartbølgelinja presentere en avtagende lastimpedans til hovedforsterkeren, noe som resulterer i at dennes bidrag også vil øke. Dette kan forklares ved at lastlinja til transistoren da vil endre seg, slik at hovedforsterkerens bidrag øker etter hvert som impedansen den ser nærmer seg R_{opt} . I denne situasjonen vil hovedforsterkeren fortsatt operere med maksimal effektivitet, mens peakforsterkeren ikke vil ha maksimal effektivitet som følge av at RF-spenningssvinget på dens utgang ikke er maksimalt [6].

Fase 3 (Høyeffektsoperasjon)

Effektiviteten til peakforsterkeren øker fra halvparten av dens maksimale verdi ved overgangspunktet til maksimal verdi ved systemets PEP. Her opererer begge forsterkerne i metning, og ser impedansen R_{opt} . Dette gjør at effektiviteten til Dohertyforsterkeren er maksimal. Dermed vil man få en kurve for effektiviteten til en tostegs Dohertyforsterker som vist i figur 3.7. Fra figuren ser man at kurven til Doherty-systemet når en topp ved overgangspunktet, før den går noe ned og deretter når maksimal verdi ved systemets PEP. I

samme figur vises også effektiviteten til en vanlig klasse-B forsterker. Det kommer frem at effektiviteten kan forbedres mye med Doherty-teknikken.

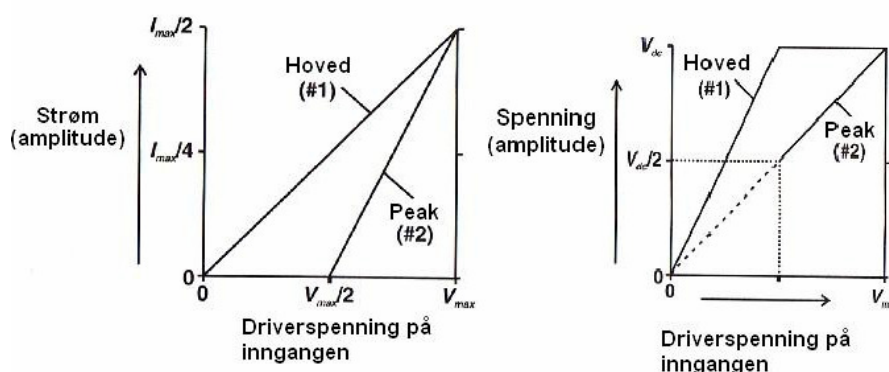


Figur 3.7 Effektiviteten til et tostegs Dohertysystem (heltrukken), og en ideell klasse-B forsterker (stiplet).

Så langt er det antatt at Dohertyforsterkeren har lik effektfordeling mellom hovedforsterkeren og peakforsterkeren. Det er mulig å la hovedforsterkeren levere en mindre andel av utgangseffekten, noe som vil medføre at transisjonspunktet flyttes til venstre i figur 3.7. Dette vil øke effektiviteten for lavere effekter, men effektivitetskurven vil gå lavere mellom transisjonspunktet og systemets PEP. I resten av rapporten antas det lik effektfordeling.

3.6 Påslag av peakforsterker

I teorien er det ofte antatt at peakforsterkeren er fullstendig avslått under transisjonspunktet, mens den begynner å bidra med en gang hovedforsterkeren går i metning. De ideelle strøm- og spenningsforløpene til hoved- og peakforsterkeren vises i figur 3.8 [6].



Figur 3.8 Dohertyforsterkerens strøm- (venstre) og spenningsforløp (høyre)

Fra figur 3.8 ser man at strømmen gjennom hovedforsterkeren øker lineært over hele området. Gjennom peakforsterkeren går det ingen strøm under transisjonspunktet, mens strømmen har en lineær økning over dette punktet. Det er verdt å merke seg at strømkurven til peakforsterkeren i dette området stiger dobbelt så raskt som for hovedforsterkeren. Dette kan

oppnås ved å øke transkonduktansen i peakforsterkeren. En løsning er å velge forskjellige transistorstørrelser i hoved- og peakforsterkeren.

Figur 3.8 viser videre at hovedforsterkerens spenning øker lineært opp til forsterkeren går i metning. Over dette punktet er spenningen konstant. Peakforsterkerens spenningsforløp øker lineært over transisjonspunktet.

I praksis er det naturligvis vanskelig å oppfylle de ideelle strøm- og spenningskarakteristikkene som beskrevet ovenfor. Det er i det hele tatt vanskelig å få peakforsterkeren til å oppføre seg som ønsket, men enkelte løsninger finnes.

I mange publikasjoner om Dohertyteknikken antas det at det brukes en form for driverkontroll, enten direkte på inngangssignalet til peak- og hovedforsterkeren, eller på forsterkernes bias. Dette innebærer at det er en kontrollkrets som på bakgrunn av inngangssignalet på Dohertyforsterkeren sørger for at peakforsterkeren slår seg på til riktig tid. På den måten kan begge forsterkerne operere i samme klasse, og dermed kunne levere maksimal strøm ved PEP. Dette kan derimot gi en veldig kompleks krets.

Dersom peakforsterkeren forspennes i klasse C, vil den starte å levere en strøm ved et høyere inngangssignalnivå enn hovedforsterkeren. Dette er den enkleste måten å konstruere en peakforsterker på. Problemet er at en peakforsterkeren da vil gi en lavere effektforsterkning enn hovedforsterkeren, slik at resultatet ikke blir helt ideelt.

3.7 Flerstegs Doherty-forsterker.

Denne oppgaven fokuserer på en tostegs Doherty-forsterker, men det er fullt mulig å designe en Doherty-forsterker med tre eller flere steg. En slik flerstegs forsterker tar i bruk koblinger av flere effektforsterkere gjennom transmisjonslinjekoblere. Dette innebærer at man får flere peakforsterkere, og ergo flere overgangspunkter. Dette medfører en ytterligere forbedring av effektiviteten i forhold til en tostegs forsterker. Derimot blir kompleksiteten større, og man må da velge om man vil prioritere høy effektivitet eller lav kompleksitet når en Doherty-forsterker skal designes.

3.8 Fordeler og ulemper med Doherty-teknikken

Doherty-teknikken har flere fordeler i forhold til andre lineære forsterkertechnikker, men også noen ulemper som presentert i [15]:

Potensielle fordeler

- Dohertyforsterkeren har en relativ lav kompleksitet.
- Den krever ikke en egen høyeffekts modulator eller modulasjonsforsterker.
- Effektiviteten konkurrerer med effektiviteten til mange alternative teknikker.
- Graden av kontroll som kreves er relativt liten og beskjeden.
- Ytterligere linearisering kan oppnås med konvensjonelle hjelpemidler hvis nødvendig.

Potensielle ulemper

- Bruken av kvartbølge transmisjonslinjer og kravet om nøyaktig fasetilpasning mellom de to stiene begrenser generelt Doherty-systemer til å operere på en fast frekvens.
- Tilkobling av antenner med dårlig VSWR vil minske Doherty-systemets oppnåelige effektivitet.
- IMD-oppførselen til Doherty-systemet alene er forholdsvis dårlig og en ytterligere lineariseringsmetode vil øke systemkompleksiteten
- Effektførsterkere som brukes i et Dohertysystem må designes for å kunne hamle opp med variable lastimpedanser.

4. Designspesifikasjoner

Dette kapittelet gir designspesifikasjonene til forsterkeren. Siden denne oppgaven var ment å bygge på en tidligere prosjektoppgave som er dokumentert i [3], ble stort sett de samme spesifikasjonene valgt i dette tilfellet. Den eneste forskjellen er at senterfrekvensen i dette tilfellet er økt fra 1MHz til 10MHz. Fokus skal være på virkningsgrad og linearitet for Dohertyforsterkeren.

4.1 Generelle spesifikasjoner

- Frekvens: 10 MHz
- Båndbredde: Uspesifisert
- Forsterkning: Uspesifisert
- 1dB-kompresjonspunkt: Uspesifisert

4.2 Forsterkerklasse

Når Doherty-forsterkere beskrives i litteraturen er det ofte klasse B-forsterkere som brukes som både hoved- og peakforsterker. Da er derimot peakforsterkeren antatt å være ideell slik at den slår seg på akkurat idet hovedforsterkeren går i metning. Dette er komplisert å få til i praksis. Derfor velges det i dette tilfellet å forspenne peakforsterkeren i klasse C, siden man da slipper å ta hensyn til eventuelle kontrollkretser. En klasse B-forsterker vil gi et bra kompromiss mellom linearitet og effektivitet, og velges som hovedforsterker.

4.3 Transistorvalg

Prosjektoppgaven som denne oppgaven bygger på bruker en L-band GaAsFet fra Fujitsu; FLL351ME. Denne transistoren har storsignalmodell i ADS, og i simuleringene brukes denne. Denne transitortypen viste seg å være vanskelig å oppdrive, så en erstatning for denne, FLL357ME, ble derfor brukt i de praktiske målingene. Ifølge datablad skal denne i praksis være identisk med FLL351ME. Datablad for begge disse transistorene finnes i Vedlegg D.

4.4 Grensesnitt

Forsterkeren skal termineres i 50Ω , både på inn- og utgang, og må tilpasses i henhold til dette.

4.5 Transistorspesifikasjoner

Spesifikasjonene til transistoren er gitt fra datablad, og de viktigste gjengis her.

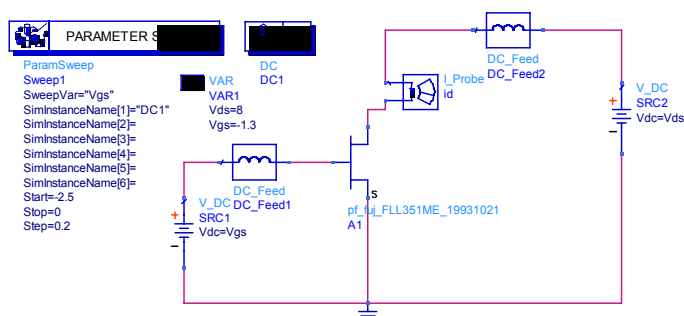
- Driftsspenning (V_{DC}): 10V (DC)
- Metningsstrøm (I_{DSS}): 1.2A
- Maksimal drainstrøm ($I_{max} \approx 1.2 \cdot I_{DSS}$): 1.44A
- Gate-terskelspenning (V_t): -3.2V
- Drain-source knespenning (V_k): 1.8V
- Optimal lastresistans ($R_{opt} = \frac{V_{DC} - V_k}{I_{max} / 2}$): 11.39 Ω
- Maksimal utgangseffekt: 35dBm (3W)

5. Design og simulering av forsterkeren

Dette kapittelet gjennomgår hvordan Doherty-forsterkeren ble designet, og simuleringer-resultater blir presentert. Simuleringene ble utført med Agilent's ADS-versjon 2005A. Det er valgt å starte med å gjennomgå de forskjellige delene i Dohertyforsterkeren hver for seg, for så å foreta en undersøkelse av den totale forsterkeren til slutt. For å gi leseren en best mulig forståelse av virkemåten til de forskjellige delene blir først de fleste simuleringene i kapittel 5.2-5.4 gjort under ideelle forhold. Disse simuleringene skal derfor harmonere bra med teoretiske resultater. I slutten av delkapitlene blir så mer realistiske modeller med blant annet tap i spoler foretatt. Disse vil nødvendigvis avvike noe i forhold til ideelle forhold.

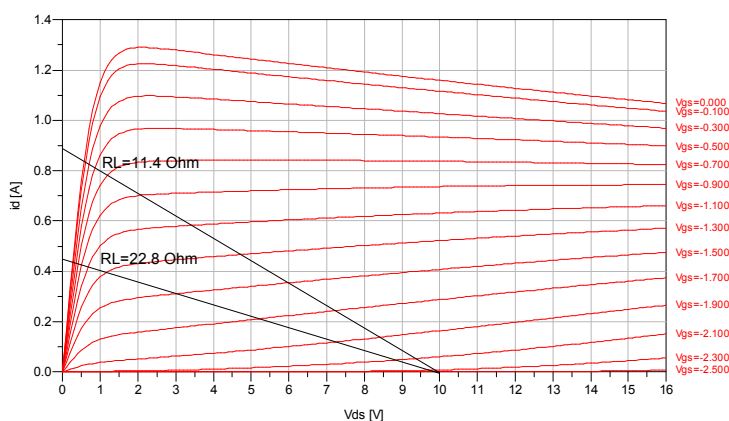
5.1 Transistor-forspenning

Transistoren FLL351ME fra Fujitsu brukes som nevnt i simuleringene. Denne transistoren må først biaseres (forspennes) for å fungere som ønsket. Dette gjøres ved å foreta en DC-simulering i ADS for å undersøke transistorens IV-karakteristikk. Oppsettet for en slik simulering vises i figur 5.1. DC_Feed er en ideell komponent som blokkerer AC.



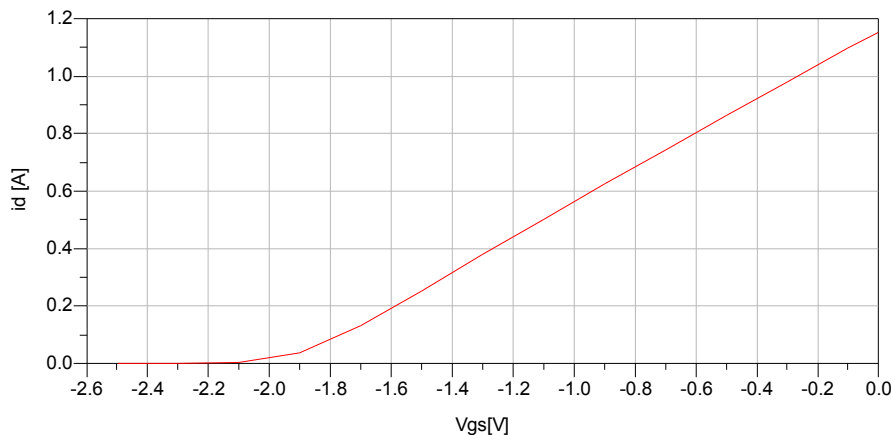
Figur 5.1 Oppsett for DC-simulering av transistoren.

IV-karakteristikken til transistoren vises i figur 5.2.



Figur 5.2 Transistorens I-V karakteristikk

Lastlinjer for lastimpedanser på henholdsvis $R_L=11.4\Omega$ og $R_L=22.8\Omega$ er tegnet inn i figur 5.2. Ved å plote transistorens overføringskarakteristikk (figur 5.3) er det klart at en gateforspenning på $-2.3V$ er en passende verdi for en klasse-B-forsterker.



Figur 5.3 Transistorens overføringskarakteristikk.

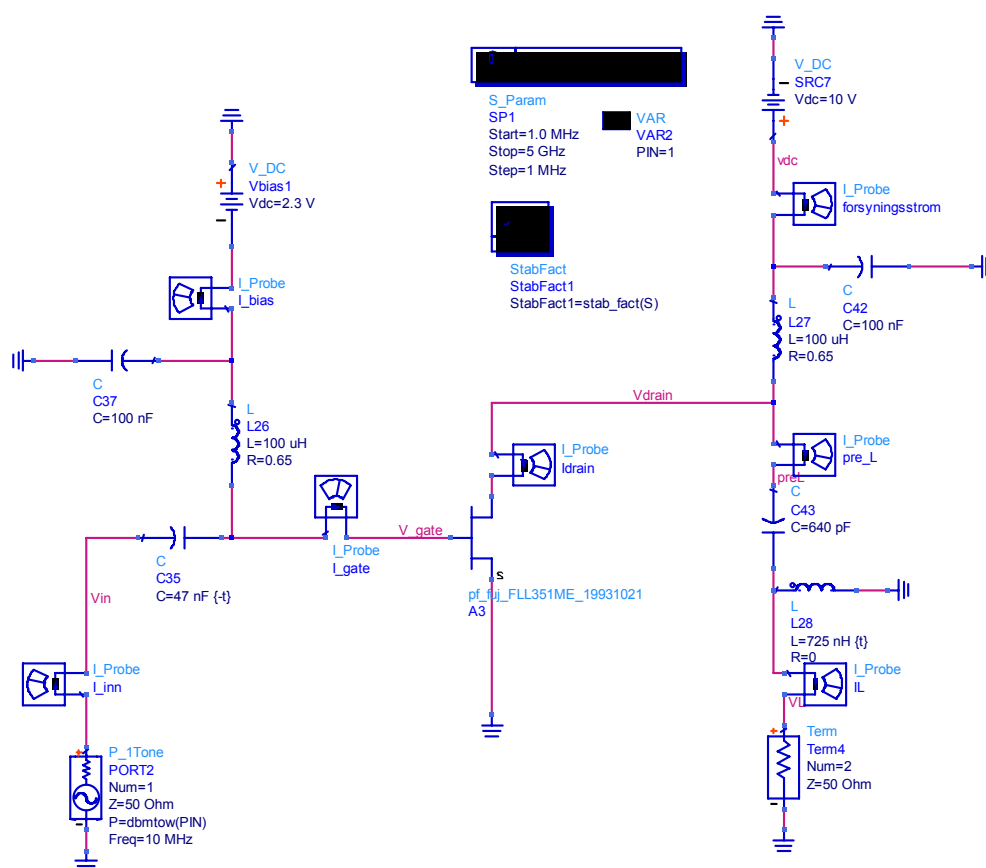
5.2 Design av hovedforsterker

Hovedforsterkeren designes og simuleres først for å undersøke at den har den ønskede oppførselen. Det er valgt å biasere hovedforsterkeren som en klasse B-forsterker. For å holde kompleksiteten på et minimum blir det først designet en forsterker uten et π -nettverk på utgangen. Denne forsterkeren ser den samme utgangsimpedansen som hovedforsterkeren skal se inn på π -nettverket. Deretter blir π -nettverket tilkoblet. Dette virker kanskje tungvindt og som et unødvendig dobbeltarbeid, men det viste seg under målingene å være en fordel å ha gjort dette for å få en bedre kontroll over forsterkeren.

5.2.1 Design av utgangsnettverk

For å verifisere at hovedforsterkeren fungerer som ønsket, blir det først designet en ordinær klasse B-forsterker, tilpasset til en utgangsimpedans på $2R_{opt}=22.8\Omega$. Dette er som nevnt i kapittel 3 den impedansen som transistoren ser når peakforsterkeren ikke bidrar. Denne impedansen må tilpasses til en vanlig standard 50Ω last, og et L-nettverk velges for å gjennomføre dette. Det viste seg under simulering at det var av stor betydning for resultatet hvilket av de to nettverkene i fig 2.3.1 som ble valgt. Dersom nettverket med en kondensator i parallell og en spole i serie med lasten ble valgt, ble PAE og effektførsterkningen lavere enn dersom det andre nettverket med en spole i parallell og en kondensator i serie ble brukt. Det siste alternativet blir derfor valgt. Av denne grunn er det ikke mulig å bruke fremgangsmåten som ble presentert i kapittel 2.4.1 for å finne riktige komponentverdier. For å finne et passende nettverk blir derfor optimalisering foretatt i ADS ved hjelp av optim- og

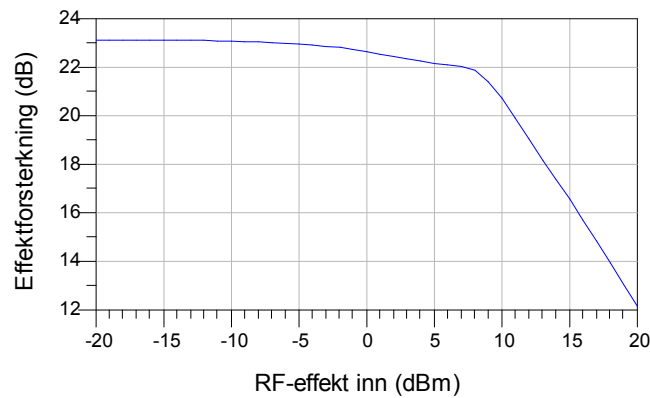
tuningsfunksjonene. Det viser seg at et utgangsnettverk som vist i figur 5.4 vil gi den ønskede virkningen. Nå er de ideelle DC-matingskomponentene som ble brukt i figur 5.1 byttet ut med et andreordens lavpass DC-matingsnettverk bestående av en spole på $100\mu\text{H}$ og en kondensator på 100nF . Spolen har den virkningen at et signal på 10MHz ser en impedans på $6.3\text{k}\Omega$, mens kondensatoren bidrar til å kortslutte resten til jord.



Figur 5.4 Hovedforsterker med tilpasset utgang

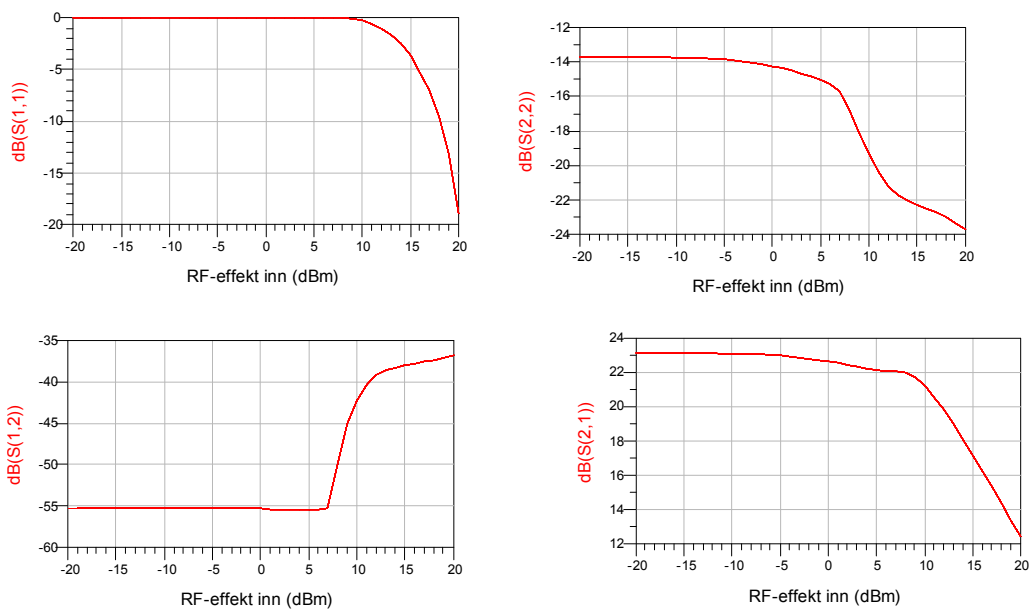
5.2.2 Storsignal S-parametersimulering

En storsignal S-parametersimulering ved 10MHz blir foretatt for kretsen i figur 5.4 for å få med de ulineære effektene i kretsen. Effektförsterkningen vises i figur 5.5. Figuren indikerer at 1dB-kompresjonspunktet opptrer ved ca 6dBm inngangseffekt. Her kan det skytes inn at i hele denne oppgaven, både ved simuleringer og målinger, er det *transducer effektförsterkning* (se kapittel 2.3.1) som beregnes.



Figur 5.5 Effektførsterkning til kretsen i figur 5.4 ved 10 MHz.

S-parametrene til kretsen vises i figur 5.6 under.

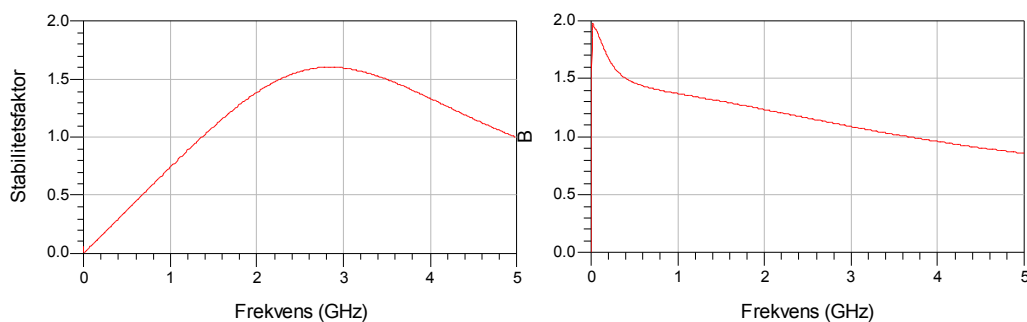


Figur 5.6 S-parametrene til kretsen i figur 5.4.

5.2.3 Stabilitet

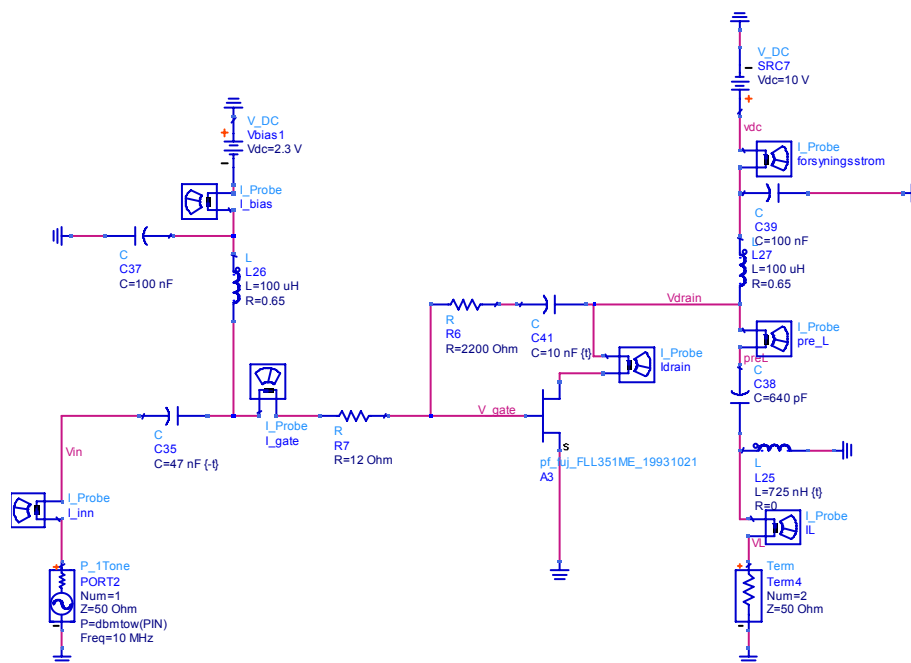
Den innebygde funksjonen *stab_fact()* i ADS beregner Rollets stabilitetsfaktor, og man kan dermed ved hjelp av *Rollets betingelse* finne ut om kretsen er stabil. Stabilitetsfaktoren k må da tilfredsstillende likning 2.31.

Dersom en slik simulering gjennomføres, ser man fra figur 5.7 at forsterkeren er potensielt ustabil for frekvenser under ca 1.4 GHz.



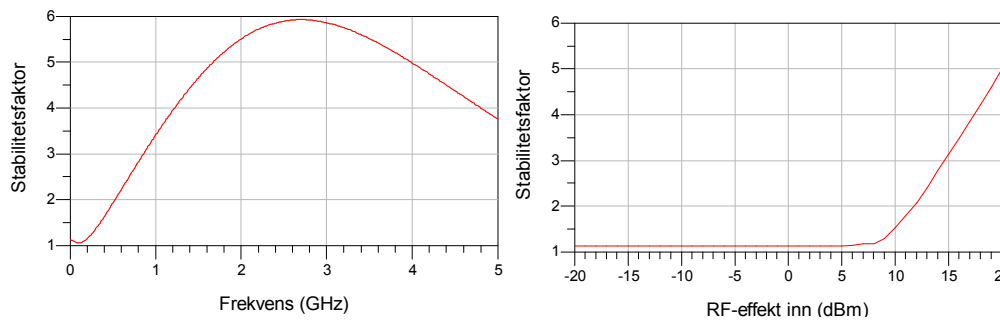
Figur 5.7 Stabilitetsbetraktninger for kretsen i figur 5.4.

Forsterkeren viste seg av en eller annen grunn å være veldig vanskelig å stabilisere i det ferdige utlegget, da transistoren hadde en sterk tendens til å gi oscillasjoner. Det viste seg derimot at det var mulig å forhindre dette ved å ta i bruk negativ tilbakekobling som beskrevet i kapittel 2.3.5, og i tillegg sette inn en lavohmig inngangsmotstand. Etter litt prøving og feiling i ADS ble det klart at det oppnås en stabil krets ved å sette inn en motstand på $2.2\text{k}\Omega$ i tilbakekoblingsløyfen, og en inngangsmotstand på 12Ω som i figur 5.8. Kondensatoren i tilbakekoblingsløyfen settes inn for å hindre DC-strøm i tilbakekoblingen.



Figur 5.8 Stabilisert hovedforsterker

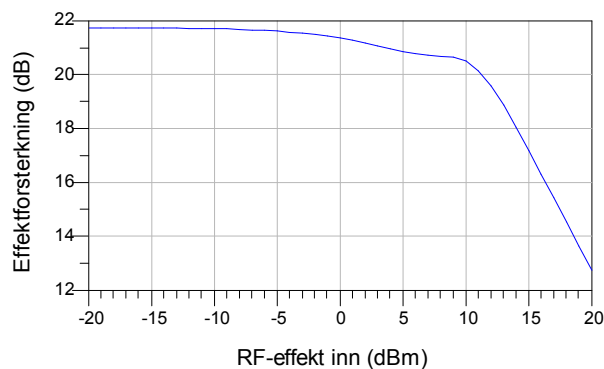
Simuleringen viser at forsterkeren nå er stabil for alle frekvenser og effektpåtrykk (figur 5.9).



Figur 5.9 Stabilitetsfaktor til den stabiliserte forsterkeren som funksjon av frekvens (til venstre) og inngangseffekt (til høyre).

Effektforsterkningen blir også simulert for den stabiliserte kretsen. Fra figur 5.10 kommer det fram at forsterkningen går ned som følge av at kretsen er stabilisert, noe som ikke er uventet.

Det er som regel vanlig at man må ofre noe av forsterkningen for å oppnå en stabil krets.

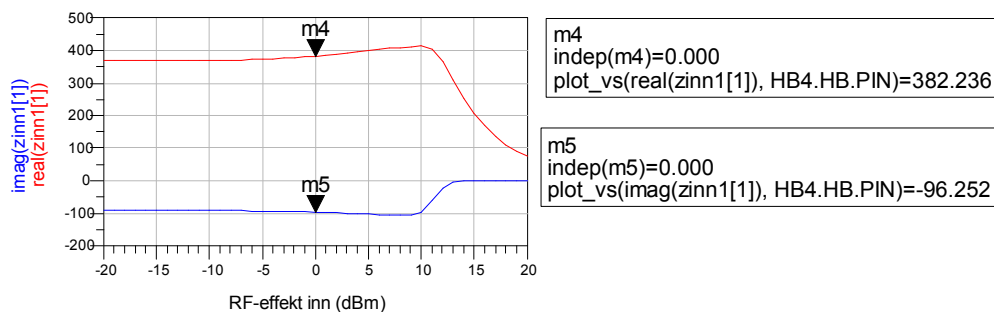


Figur 5.10 Effektforsterkning til stabilisert forsterker

5.2.4 Tilpassing av inngangsimpedans

På samme måte som utgangen må også inngangen tilpasses til en ønsket impedans.

Inngangsimpedansen til den utilpassede kretsen i figur 5.8 vises i figur 5.11.



Figur 5.11 Utilpasset inngangsimpedans. Rød linje viser realdelen og blå linje imaginærdelen.

Fremgangsmåten som brukes her er den samme som i [3] og beskrevet i kapittel 2.4.1, ved frekvensen 10 MHz. Tilpasningen gjøres ved 0dBm. Som man kan se fra figur 5.11 er da inngangsimpedansen $Z_A=(382.2 - j96.3)\Omega$. Inngangsimpedansen Z_A tilpasses til 50Ω . Dette oppnås ved å sette $\text{Re}(Z_A \parallel -jX_c)=50\Omega$. Utregningene viser at følgende kapasitans oppnås:

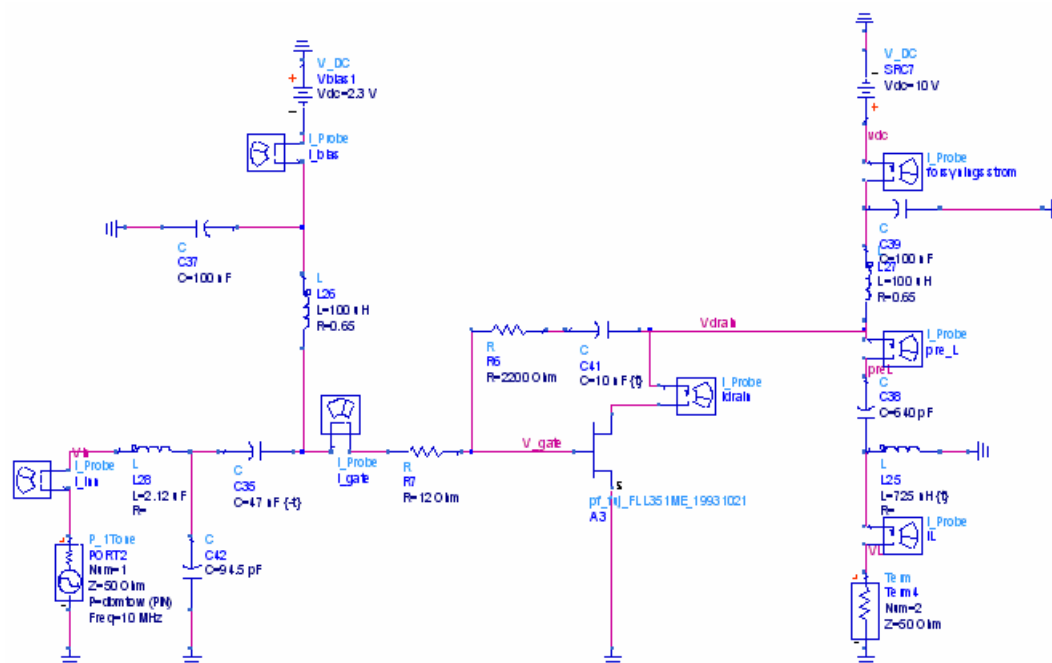
$$\rightarrow X_c = 168 \rightarrow C = 1/(X_c * \omega_0) = 94.7 \text{ pF}$$

Denne verdien gir $Z_A \parallel -jX_c = (50 - j133.5)\Omega$. For å resonere ut imaginærdelen kobles en spole med reaktans $j133.5$ i serie med denne parallellkoblingen. Dette gir en spole med induktans:

$$L = 133.5/\omega_0 = 2.12 \text{ uH}$$

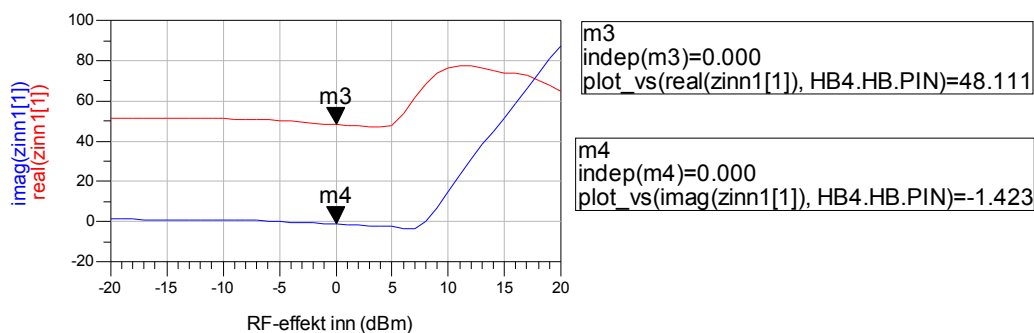
5.2.5 Simulering med tilpasset inngang

Figur 5.12 viser hovedforsterkeren med tilpasset inngangsimpedans.



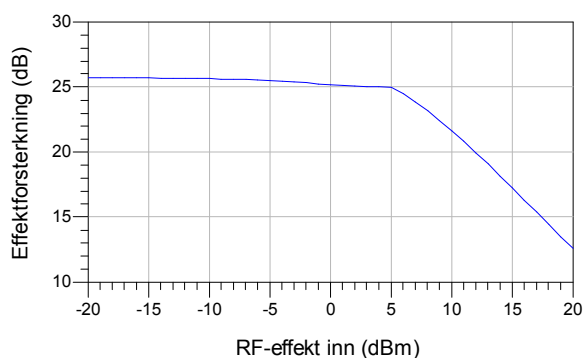
Figur 5.12 Hovedforsterker med tilpasset inngang

Figur 5.13 viser inngangsimpedansen til den tilpassede hovedforsterkeren. Det viser seg at tilpasningen er ganske bra opp til en inngangseffekt på ca 5dBm. Det er da ønskelig at peakforsterkeren skal begynne å bidra, slik at lastresistansen forsterkeren ser gradvis stiger mot en verdi på 11.4Ω . Dette vil bidra til å opprettholde tilpasningen på inngangen noe lenger opp i inngangseffekt.



Figur 5.13 Tilpasset inngangsimpedans. Realdelen vises som rød linje, men imaginærdelen vises som blå linje.

Figur 5.14 viser effektforsterkningen med tilpasset inngang. Siden inngangen nå er tilpasset vil forsterkningen øke for lave inneffekter.



Figur 5.14 Effektförsterkningen med tilpasset inngang.

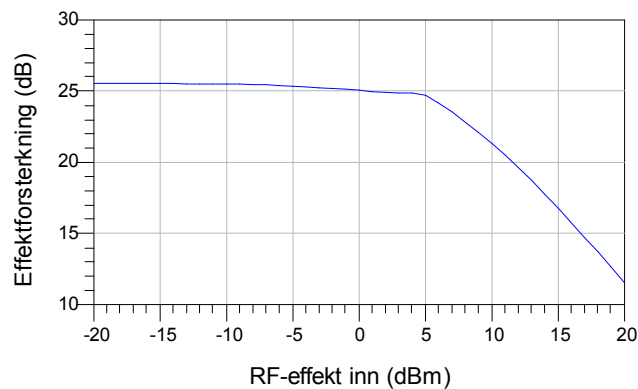
Fra figur 5.14 kommer det fram at 1dB-kompresjonspunktet til den tilpassede hovedforsterkeren ligger ved 6dBm inngangseffekt. Dersom peakforsterkeren starter å virke når forsterkningen til hovedforsterkningen begynner å falle av, vil dette kompresjonspunktet kunne "forskyves" mot en høyere inngangseffekt.

5.2.6 Simulering av realisert hovedforsterker uten π -nettverk

Beregningene har hittil vært ideelle i den forstand at tap i spoler har vært utelatt, med unntak av DC-feed spolene. Disse tapene er frekvensavhengige, men siden andre studenter tidligere har fått tilstrekkelig gode resultater ved å bruke DC-verdien av disse tapene ved 10MHz, ble det valgt å gjøre det samme i dette tilfellet. Disse tapene viste seg å være forholdsvis små (under 1 Ω) slik at det ikke medfører dramatiske endringer når disse tas med i beregningen. Det gir dog noen endringer i impedanstilpasningsnettverkene. Når forsterkeren skal realiseres er man dessuten avhengig av å bruke spoler, kondensatorer og motstander med standardverdier. I tillegg skal kretsen realiseres ved bruk av microstriplinjer, noe som viste seg å ha en viss innvirkning på forsterkerens egenskaper. Det er umulig å få en krets med

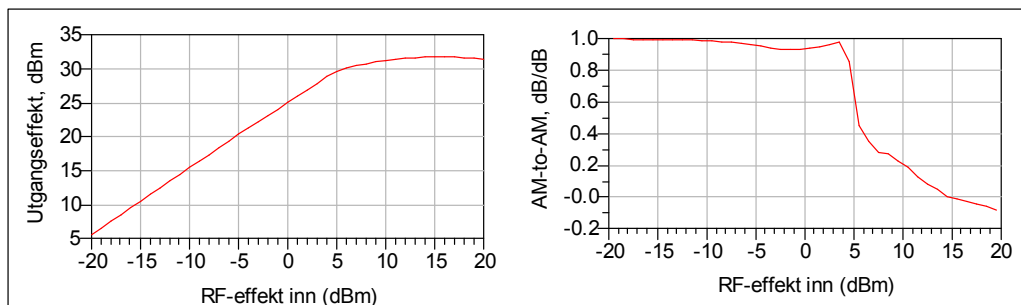
komponentverdier identisk lik dem i figur 5.12, i hvert fall uten å ta i bruk en stor mengde komponenter. Dette innebærer at tilpasningsnettverkene må endres noe i forhold til denne kretsen. En slik realisert krets blir altfor omfattende til å gjengis her, men den fullstendige kretsen med de brukte komponentene, uten microstriplinj, vises i figur A1 i vedlegg. Dessuten vises et utlegg av den ferdige kretsen med microstriplinj i figur A6 i vedlegg. Det bør bemerkes at simuleringresultatene som gjengis i dette delkapittelet kommer fra den ferdige hovedforsterkeren *med* microstriplinj.

Figur 5.15 viser effektførsterkningen som funksjon av innsveipen. Innsveipen sveipes fra -20dBm til 20dBm med hopp på 1dBm. Det er bra samsvar mellom denne kurven og kurven i figur 5.14. En viktig bemerkning er dog at 1dB-kompresjonspunktet nå ligger ved ca 5dBm inngangseffekt.

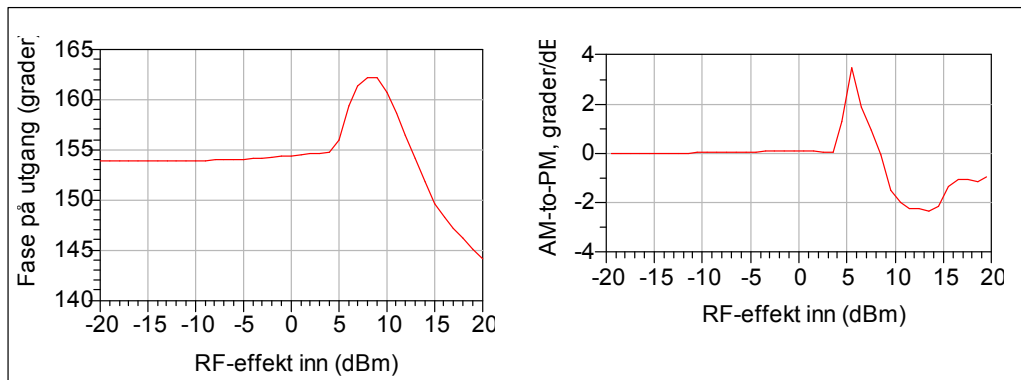


Figur 5.15. Effektførsterkning til den realiserte hovedforsterkeren ved 10 MHz

AM-AM og AM-PM karakteristikkene vises i henholdsvis figur 5.16 og 5.17. For å kunne se variasjonene i disse karakteristikkene bedre, vises den deriverte til grafene i samme figur.



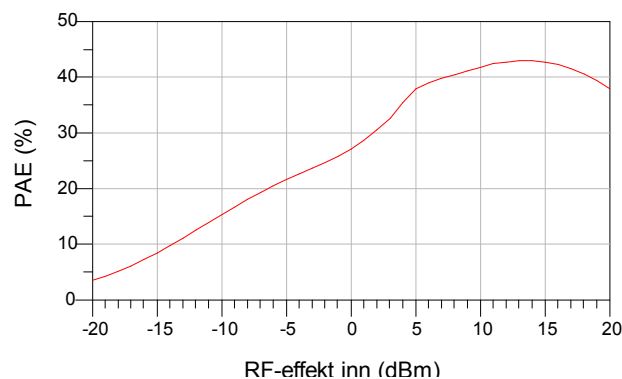
Figur 5.16 AM-AM karakteristikk. Til venstre effekten på utgangen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte av denne kurven.



Figur 5.17. AM-PM karakteristikk. Til venstre fasedreiningen gjennom kretsen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte av denne kurven.

Fra figur 5.16 er det mulig å lese ut at forsterkeren leverer maksimalt ca 31.75dBm eller 1496mW til lasten. Ved 1dB kompresjon er denne effekten sunket til ca 29.8dBm eller 956mW. AM-PM-variasjonen viser seg å være forholdsvis stabil, men med en variasjon på ca $\pm 10^\circ$ for inneffekter over 5dBm.

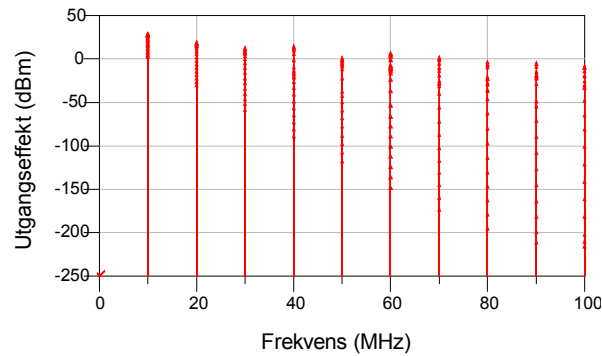
Figur 5.18 viser PAE som funksjon av den påtrykte inngangseffekten.



Figur 5.18 Simulert PAE (Power Added Efficiency) til hovedforsterkeren

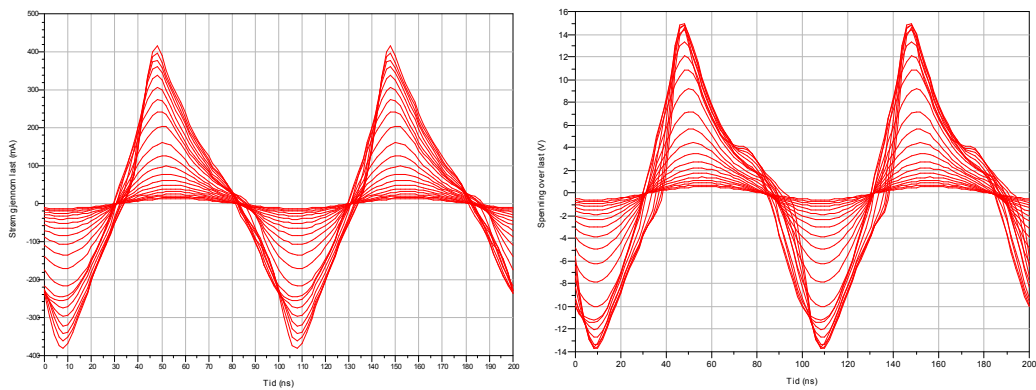
Maksimal PAE-verdi for hovedforsterkeren er 42.9%, som faller til 37.9% ved 1dB kompresjon.

Effektspekteret til kretsen vises i figur 5.19. Inngangseffekten er her sveipt fra -20dBm til 20dBm med hopp på 2dBm. Det kommer fram at spesielt den andreharmoniske er ganske stor.



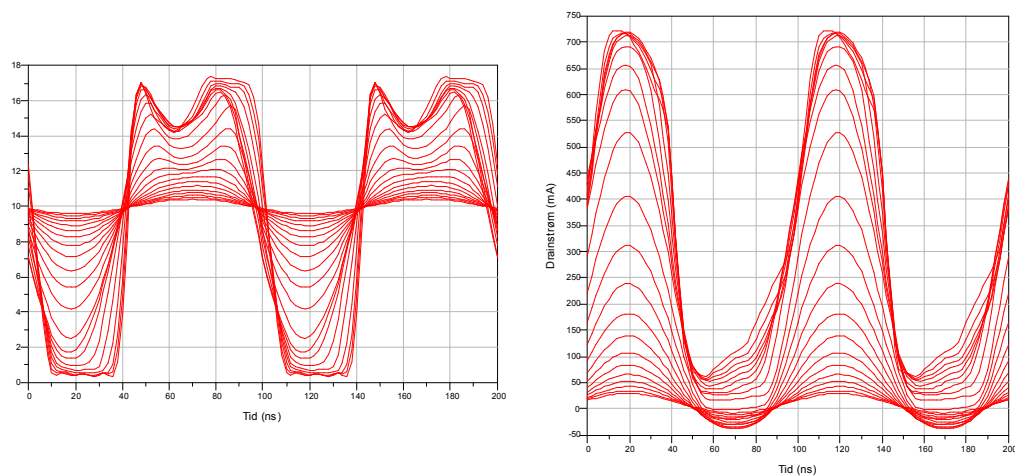
Figur 5.19 Simulert effektspektrum til hovedforsterker.

Strøm gjennom og spenning over lasten vises i figur 5.20. Også her er inngangseffekten sveipt fra -20dBm til 20dBm med hopp på 2dBm. Disse kurveformene er tilnærmet like, noe som man kan forvente siden det her er en ren resistiv utgangslast.

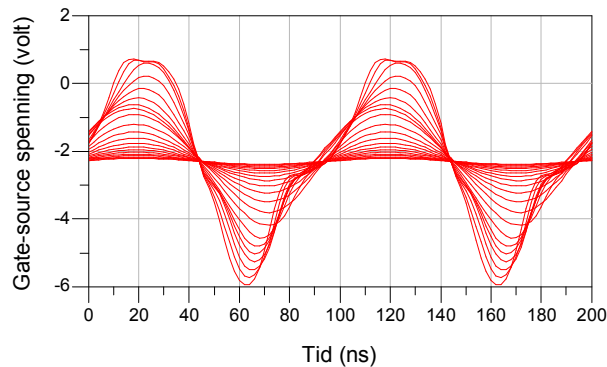


Figur 5.20 Simulert strøm gjennom og spenning over last.

Drain-source-spenningen og drainstrømmen vises i figur 5.21, mens gate-source-spenningen vises i figur 5.22.



Figur 5.21 Simulert drain-source-spenning og drainstrøm til forsterkeren.

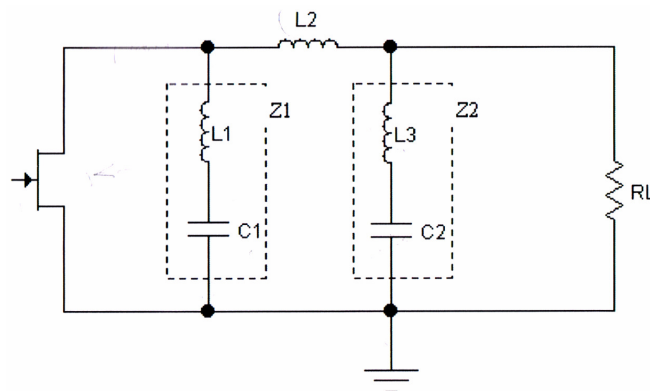


Figur 5.22 Simulert gate-source-spenningen til forsterkeren.

5.2.7 Hovedforsterkerens π -nettverk

Hittil har hovedforsterkerens utgang vært tilpasset til 22.8Ω , uten tanke på kvartbølgerlinjen som skal brukes i den ferdige Dohertykonfigurasjonen. Denne må selvsagt være med, og det kan gjøres ved bruk av et π -nettverk som virker som en kvartbølgetransformator. Ved å modifisere π -nettverket er det i tillegg mulig å kortslutte den andre harmoniske $2f_0$ som forklart i kapittel 2.4.2. Beregningene som gjøres her er lik dem som ble gjort i [3], men med den forskjellen at frekvensen her er endret til 10 MHz. Det blir her sett bort fra transistorens drain-source-kapasitans siden den sannsynligvis kommer til å ha liten betydning på en så lav frekvens. Det er ikke nevnt i datablad for gjeldende transistor i hvilken størrelsesorden denne kapasitansen vil være. Det er derimot rimelig å anta at denne verdien er marginal i forhold til π -nettverkets kapasitans, noe som innebærer at den vil ha liten innvirkning på forsterkerens oppførsel.

I kapittel 2.4.2 ble π -tilpasningsnettverk gjennomgått, og det er som nevnt mulig å både sørge for terminering av harmoniske komponenter, og samtidig foreta kvartbølgetransformasjon. Selve nettverket vil være noe modifisert i forhold til i figur 2.18, og det viser seg at det er hensiktsmessig å bruke et nettverk som vist i figur 5.23.



Figur 5.23 Hovedforsterkerens utgangsnettverk [3]

Når komponentverdiene skal beregnes tas det utgangspunkt i teorien fra kapittel 2.4.2. Som nevnt i kapittel 3 er det mest hensiktsmessig å sette kvartbølginjas karakteristiske impedans til $R_{OPT}=11.4\Omega$.

Beregninger

Følgende kjente parametere brukes som grunnlag for beregningene:

$$f_0 = 10 \text{ MHz}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$Z_0 = R_{OPT} = 11.4 \Omega$$

$$\underline{X_L = j\omega L}, \quad \underline{X_C = \frac{1}{j\omega C}}$$

Først finnes komponentene som inngår i Z_1 og Z_2 :

To ligninger med to ukjente løses for å finne de riktige verdiene:

$$X_L + X_C = -jZ_0 \quad \text{for } \omega = \omega_0 \text{ (for å tilfredsstille betingelsene for kvartbølgetransformator)}$$

$$X_L + X_C = 0 \quad \text{for } \omega = 2\omega_0 \text{ (for å fjerne 2. harmonisk)}$$

Etter noe regning kan man da finne de riktige verdiene:

$$\text{--> } \underline{C1 \text{ og } C2 = 1.05 \text{ nF}, \quad L1 \text{ og } L3 = 60.3 \text{ nH}}$$

Induktansen $L2$ finnes på følgende måte:

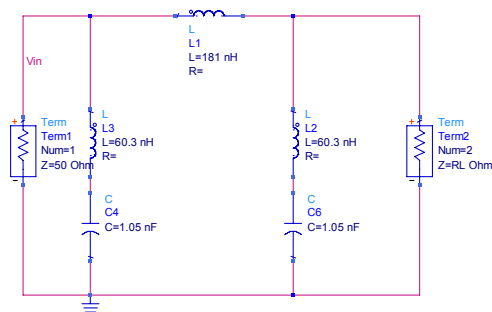
$$X_{L2} = jZ_0 \quad \text{for } \omega = \omega_0$$

Fra dette finner man lett at:

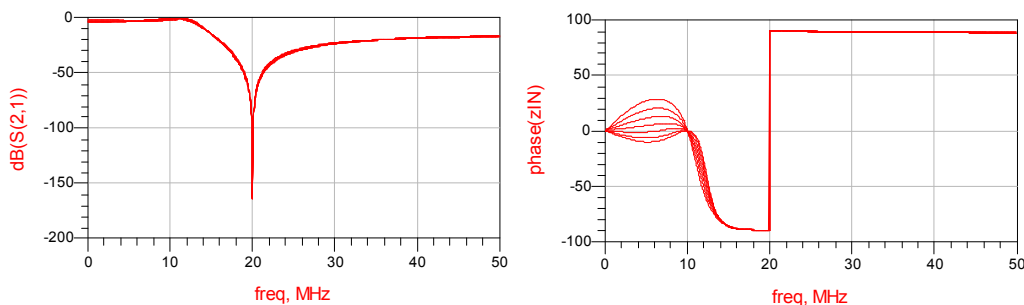
$$\text{--> } \underline{L2 = 181 \text{ nH}}$$

Disse komponentene er brukt i figur 5.24. En S-parametersimulering blir foretatt for å finne amplitude- og faserespons. I tillegg undersøkes det at kretsen fungerer som en kvartbølge-transformator ved at nettverkets impedansinverterende egenskaper simuleres.

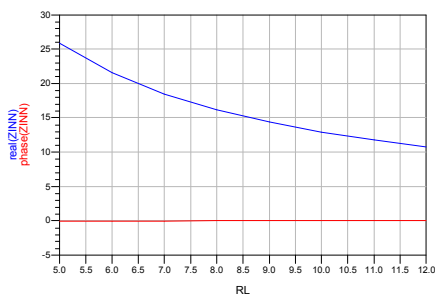
Inngangsimpedansen undersøkes også som funksjon av frekvens. Resultatene vises i figurene 5.25-5.27.



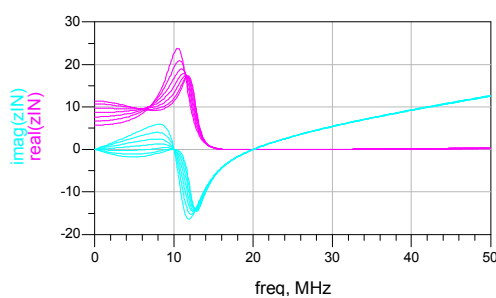
Figur 5.24 Krets for beregning av respons.



Figur 5.25 Amplitude- og faserespons med varierende last R_L i området 5.7Ω til 11.4Ω . Amplitude- og faseresponsen i figur 5.25 vises med lasten sveipet fra 5.7Ω til 11.4Ω . Som man kan se fra figuren blir bidraget ved $2f_0$ dempet kraftig, samtidig med at faseresponsen er på 0° ved 10MHz. Det viser seg at responsene varierer lite med lastresistansen ved de to viktige frekvensene, f_0 og $2f_0$. Dette er for så vidt ikke overraskende, da nettverket er designet for nettopp å virke uavhengig av lastresistansen ved disse frekvensene.



Figur 5.26 Inngangsimpedans på impedans-transformeren ved 10 MHz som funksjon av den varierende lasten R_L (blå), og faserespons ved 10 MHz (rød).



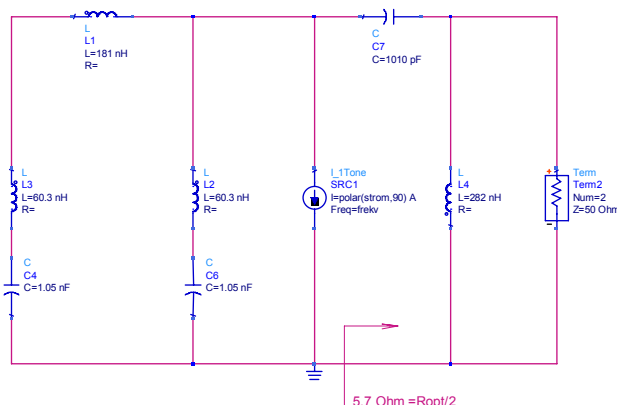
Figur 5.27 Inngangsimpedansen som funksjon av frekvens. Realdel (lilla) og imaginærdel (grønn). Lasten R_L varieres i området 5.7Ω til 11.4Ω

Fra figur 5.26 ser man at π -nettverkets funksjon som kvartbølgetransformator er tilfredsstillende, ved at inngangsimpedansen er på ca 22.8Ω og 11.4Ω med lastresistanser på henholdsvis 5.7Ω og 11.4Ω . Figur 5.27 viser at inngangsimpedansen er 0Ω ved 20MHz som forventet, for å fjerne de andre harmoniske komponentene. Ved 10MHz skal impedansen være reell i området 11.4Ω til 22.8Ω .

I de praktiske målingene må verdiene til komponentene i π -nettverket byttes ut med standardverdier, i tillegg til at microstrip-linjer må legges til. I forbindelse med at verdiene endres noe, vil ikke resultatet bli ideelt, som vist i figurene B2 og B3 i vedlegg. Dette må derimot anses som et tålelig bra resultat.

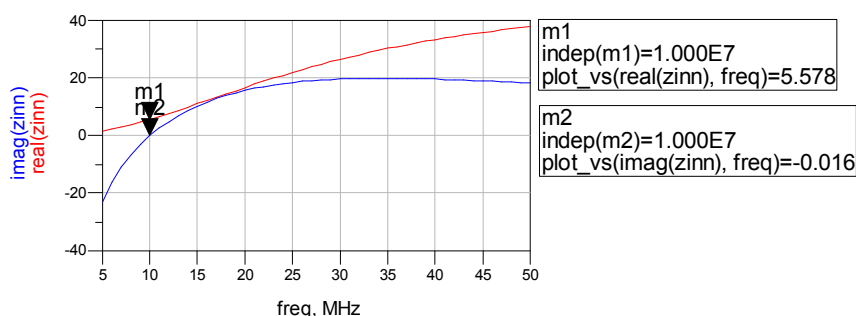
5.2.8 Tilpasning til 50 Ohms last

Impedansen R_L har som nevnt i kapittel 3 verdien $R_{opt}/2=5.7\Omega$, og representerer impedansen i sammenkoblingspunktet mellom forsterkerne. Utgangstilpasning med en nedtransformert standard 50Ω last ved 10 MHz vises i figur 5.28. Her representerer strømkilden peakforsterkeren. De riktige komponentverdiene ble funnet ved optim-funksjonen i ADS.



Figur 5.28 Utgangstilpasning til 5.7 Ohm

For å verifisere at dette er riktig er det foretatt en simulering der inngangsimpedansen sett fra strømkilden vises i figur 5.29 under. Som man kan se er dette tilnærmet ønskede verdier.



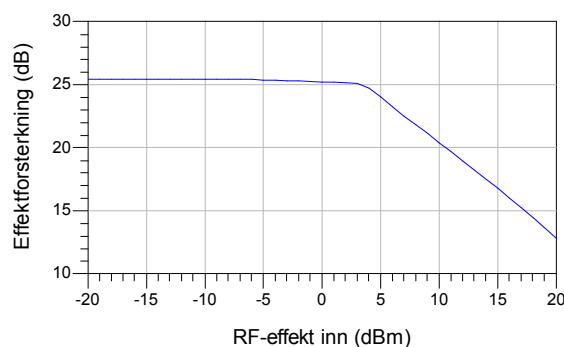
Figur 5.29 Verifisering av riktig impedans. Realdel (rød) og imaginærdel (blå).

Det realiserede tilpasningsnettverket med microstriplinjer viste seg å gi samme oppførsel med samme komponentverdier under simulering, slik at det ikke var nødvendig å endre drastisk på disse verdiene. Det ferdig designede utgangsnettverket vises i figur A2 i vedlegg.

5.2.9 Fullstendig hovedforsterker med π -nettverk

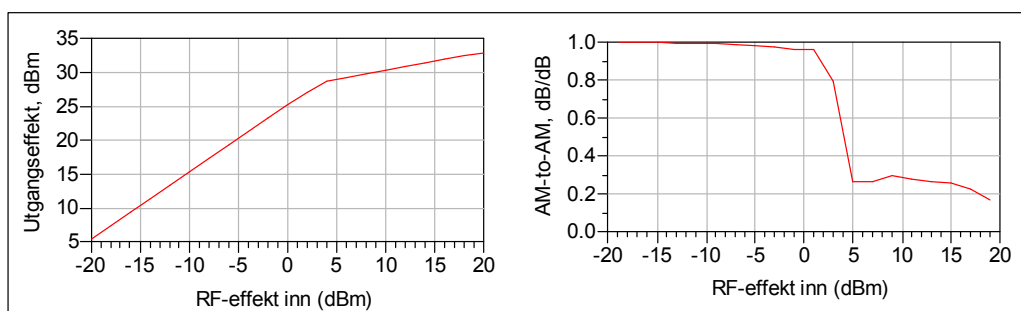
Den fullstendige hovedforsterkeren kan nå undersøkes med utgangsnettverket tilkoblet. En illustrasjon av den endelige hovedforsterkeren med verdiene som brukes i de praktiske målingene vises i figur A3 i vedlegg. Inngangstilpasningsnettverket må endres noe siden transistoren nå ser en litt annen impedans på utgangen.

Effektforsterkningen til den fullstendige forsterkeren vises i figur 5.30. Sammenlignet med figur 5.15 vil forsterkningen ha et forholdsvis likt forløp, men den vil ikke falle av så fort i dette tilfellet. Kompresjonspunktet vil derimot nærme seg 4dBm inngangseffekt.

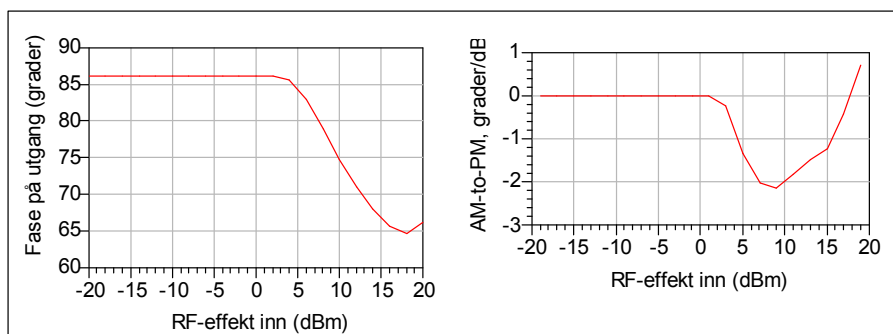


Figur 5.30 Effektforsterkning til hovedforsterker med π -nettverk

AM-AM og AM-PM karakteristikene vises i figurene 5.31-5.32.



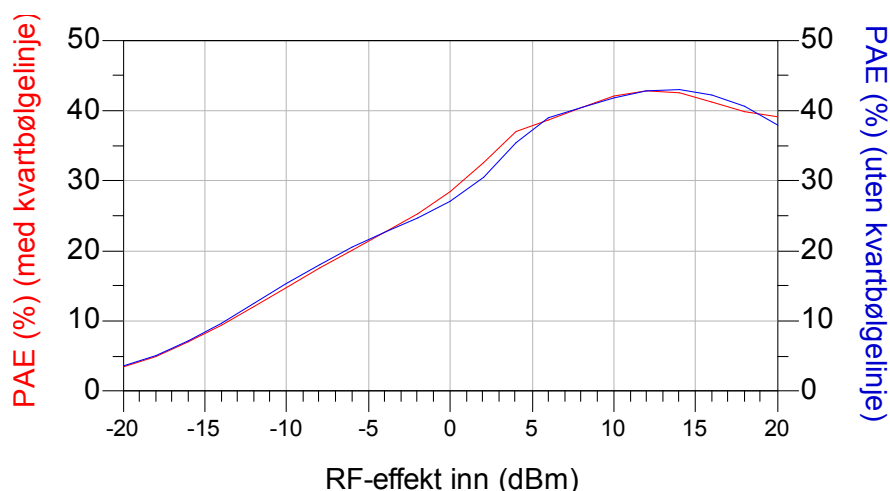
Figur 5.31 AM-AM karakteristik. Til venstre effekten på utgangen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte til denne kurven.



Figur 5.32 AM-PM karakteristik. Til venstre fasedreiningen gjennom kretsen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte til denne kurven.

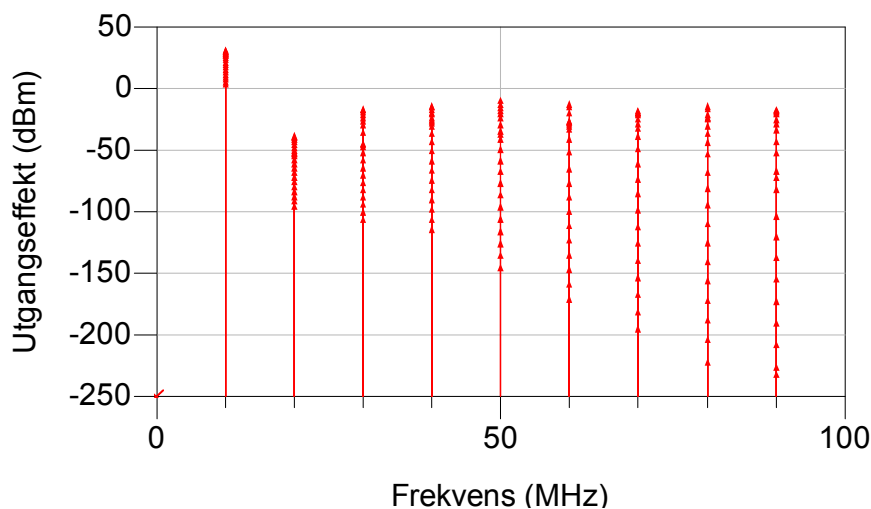
Fra figur 5.31 kan man finne at forsterkeren har en maksimal utgangseffekt på ca 32.8dBm eller 1905mW. Ved 1dB kompresjon vil denne effekten ha sunket til ca 29dBm eller 794mW. Fasedreiningen varierer som man kan se fra figur 5.32 mellom ca 85° og 65°.

For illustrasjonens skyld er PAE til hovedforsterkeren med og uten π -nettverk plottet sammen i figur 5.33. Her kommer det frem at effektiviteten er ganske lik for inngangseffekter opp til ca -3dBm. Fra dette punktet til rundt 5dBm inngangseffekt er effektiviteten større i tilfellet med π -nettverk. I området mellom 13dBm til 18dBm viser det seg derimot at effektiviteten er best i tilfellet uten dette nettverket.



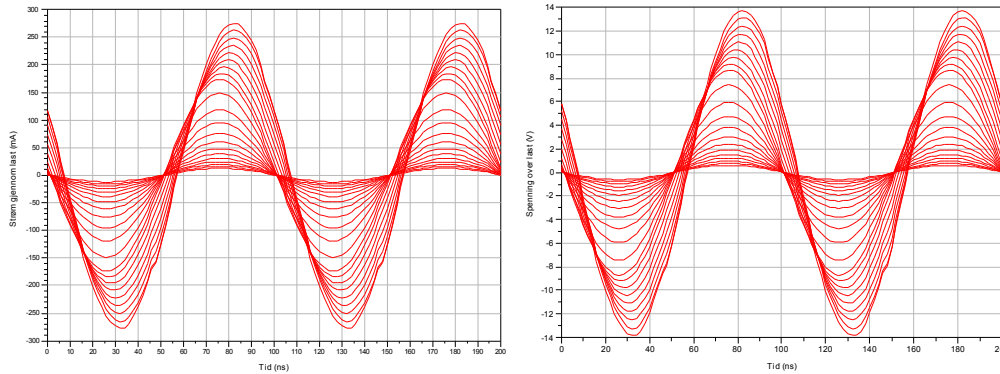
Figur 5.33 PAE (Power Added Efficiency) til hovedforsterkeren med π -nettverk (rød) og uten π -nettverk (blå).

Effektspekteret vises i figur 5.34. Det som kan trekkes ut fra figuren er først og fremst at den andreharmoniske komponenten som forventet er dempet kraftig.



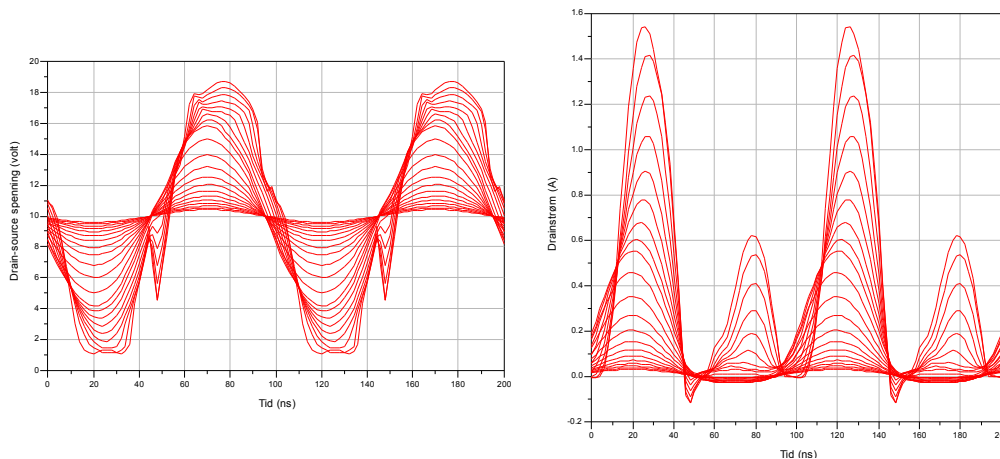
Figur 5.34 Simulert effektspektrum til hovedforsterker.

Strøm gjennom og spenning over lasten vises i figur 5.35. Inngangseffekten er sveipt fra -20dBm til 20dBm med hopp på 2dBm. Disse kurveformene er også i dette tilfellet tilnærmet like. Som man kan se fra disse kurvene er det mye ”renere” sinusform på utgangssignalet siden de andreharmoniske komponentene er dempet.

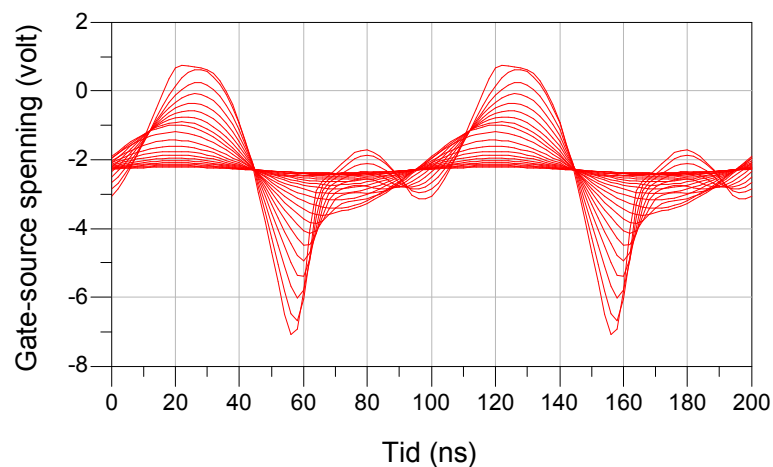


Figur 5.35 Simulert strøm gjennom og spenning over last.

Drain-source-spenningen og drainstrømmen vises i figur 5.36, mens gate-source-spenningen vises i figur 5.37.



Figur 5.36 Drain-source-spenningen og drainstrømmen til forsterkeren.



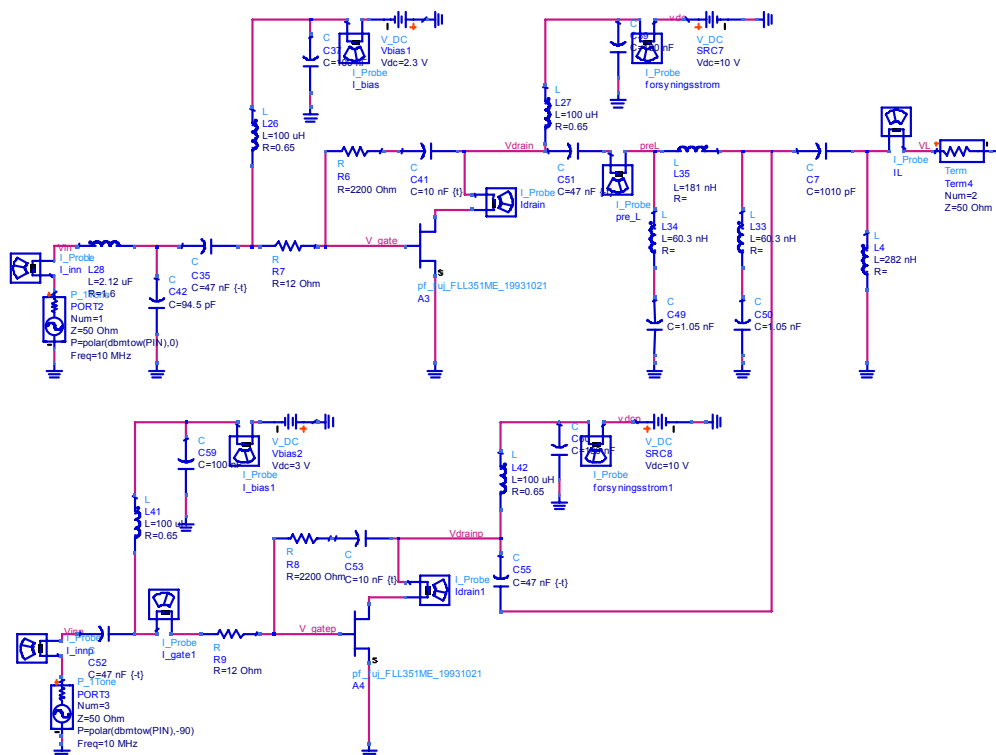
Figur 5.37 Gate-source-spenningen til forsterkeren.

5.3 Design av peakforsterker

Planen var i utgangspunktet å verifisere arbeidet som var gjort i [3], men i tilfellet med peakforsterkeren ble det valgt å gå bort fra dette. Grunnen til dette er at det i [3] ble brukt en idealisert dynamisk gateforspenning. Å finne en måte å gjøre dette på i praksis kunne vært grunnlag for en oppgave i seg selv. Derfor ble det valgt å forspenne peakforsterkeren i dyp klasse C. En gatespenning på $-3V$ ble valgt etter undersøkelser i ADS. På samme måte som hovedforsterkeren må også peakforsterkerens inngang tilpasses til 50Ω . Peakforsterkeren skal som nevnt begynne å bidra når hovedforsterkeren går i metning, derfor er et viktig moment å finne ut ved hvilken inngangseffekt inngangsimpedansen skal tilpasses til 50Ω .

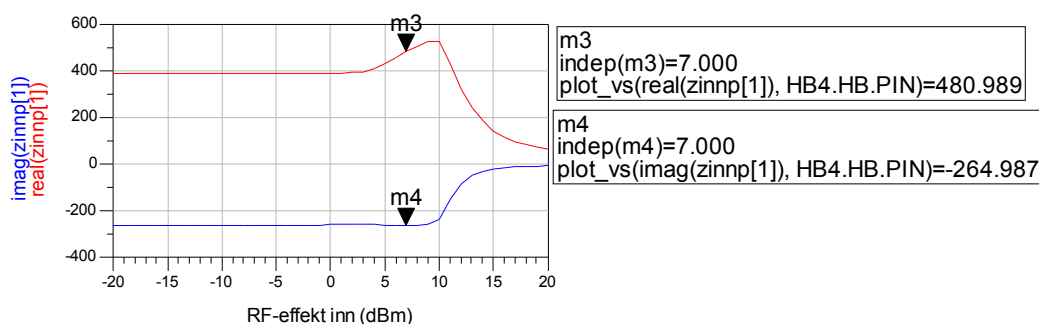
5.3.1 Inngangsnettverk til peakforsterkeren

I arbeidet med design av peakforsterkeren ble det tatt utgangspunkt i figur 5.12. En foreløpig løsning med utilpassede inngangsimpedanser vises i figur 5.38.



Figur 5.38 Bestemmelse av peakforsterkerens inngangsimpedans.

Etter litt vurdering og simulering ble det valgt å tilpasse peakforsterkerens inngangsimpedansen til 50Ω ved 7dBm inngangseffekt. For å kunne gjøre dette blir inngangsimpedansen til peakforsterkeren simulert. Resultatet vises i figur 5.39.



Figur 5.39 Utilpasset inngangsimpedans. Realdelen vises som rød linje, men imaginærdelen vises som blå linje.

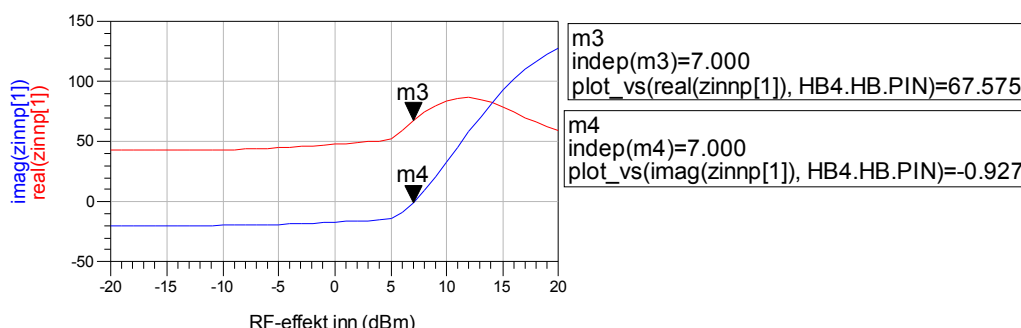
På samme måte som i kapittel 5.2.4 finnes tilpasningsnettverket ved å ta utgangspunkt i impedansverdien ved den ønskede inngangseffekten. Som man kan se fra figur 5.39 er da inngangsimpedansen $Z_A=(481 - j265)\Omega$. Z_A tilpasses til 50Ω ved at $\text{Re}(Z_A||-jX_c)=50\Omega$. Kapasitansen beregnes da til:

$$\text{--> } X_c = 220.3 \text{ --> } C = 1/(X_c * \omega_0) = 72 \text{ pF}$$

Denne kapasitansverdien gir $Z_A||-jX_c = 50 - j170\Omega$. En spole med reaktans $j170$ kobles i serie for å resonere ut imaginærdelen. Dette gir en spole med induktans:

$$\underline{L = 170/\omega_0 = 2.7 \text{ uH}}$$

Resultatet fra simuleringen med det beregnede inngangsnettverket vises i figur 5.40. Det kommer fram at resultatet ikke er ideelt. Årsaken til dette er at gatespenningen blir forandret i forhold til hva den er uten inngangstilpasning. Det er altså nødvendig å tune komponentverdiene for å få en bedre tilpasning.



Figur 5.40 Analytisk tilpasset inngangsimpedans på peakforsterker

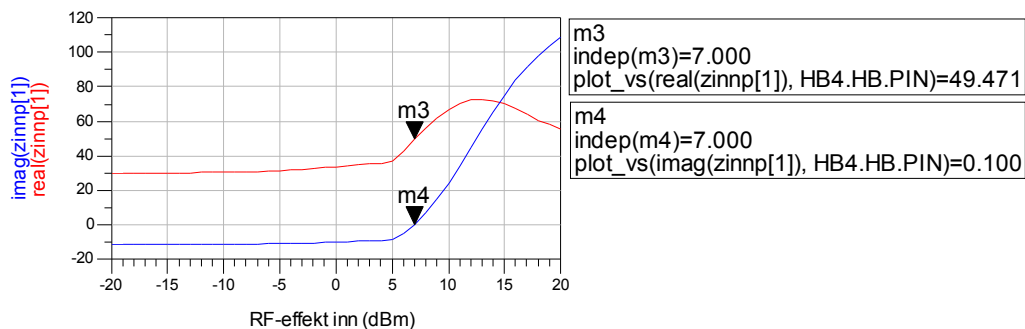
5.3.2 Optimalisering av inngangstilpasning

Optimalisering av inngangsnettverkene gjøres ved å foreta tuning i ADS. Optimaliserte verdier for impedanstilpasningsnettverkene vises i tabell 5.1.

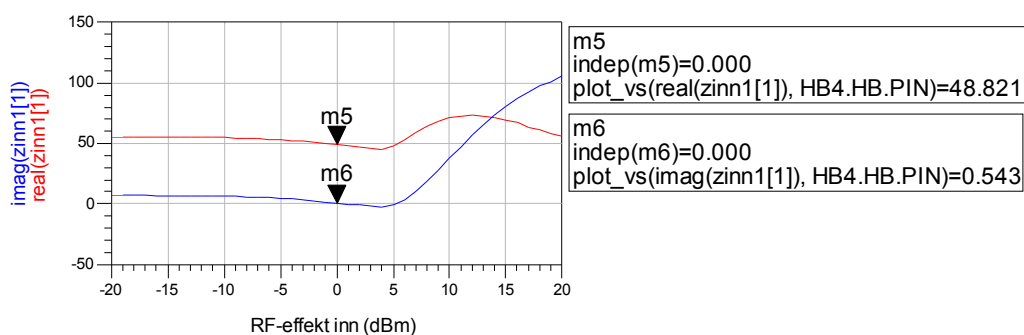
Tabell 5.1 Optimaliserte verdier for impedanstilpasningsnettverk

	Hovedforsterker	Peakforsterker
L	2.2 uH	2.35 uH
C	94 pF	88 pF

De optimaliserte inngangsimpedansene simuleres, og resultatet vises i figur 5.41 og 5.42 for henholdsvis peak- og hovedforsterker. Det kan være verdt å merke seg at peakforsterkeren er tilpasset bare i et smalt område.



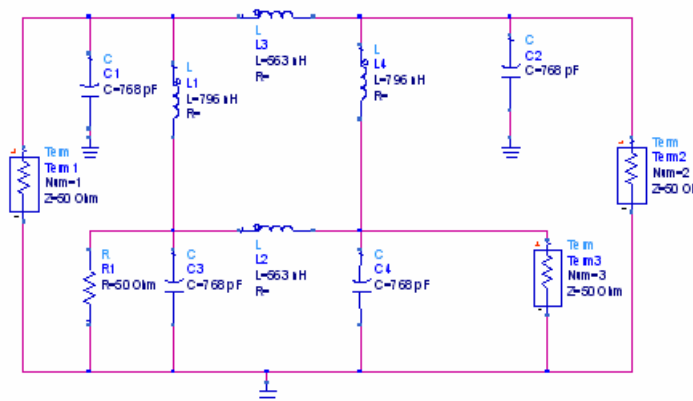
Figur 5.41 Optimalisert inngangsimpedans peakforsterker



Figur 5.42 Optimalisert inngangsimpedans hovedforsterker

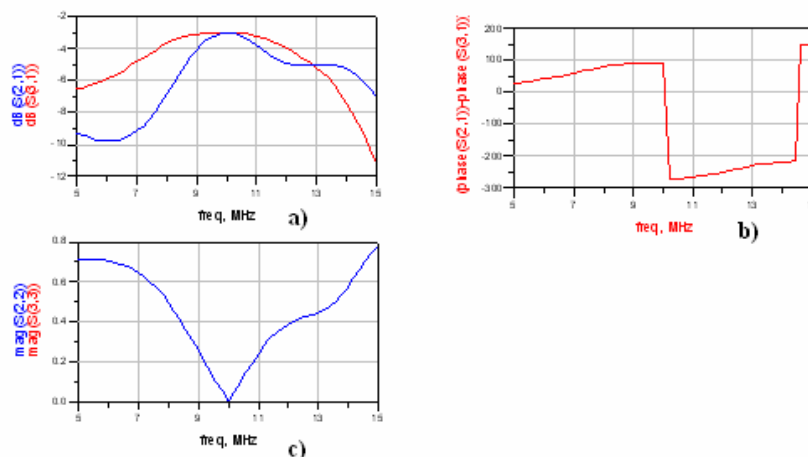
5.4 Inngangseffektdeler

I kapittel 2.1.5 ble en kvadraturkobler med 90 grader faseskift mellom de to utgangene presentert. En realisering av en slik kobler ved 10 MHz vises i figur 5.43. Det kan bemerkes at kondensatorene som er plassert i parallell i figur 2.3b) er slått sammen i figuren under.



Figur 5.43 Kvadraturkobler

Det blir foretatt en S-parametersimulering for å undersøke noen av koblerens viktigste egenskaper. Resultatet vises i figur 5.44.



Figur 5.44 Simulering av inngangseffektdeler a) Amplituderrespons b) Relativ fase mellom de to utgangene c) Refleksjonsfaktor

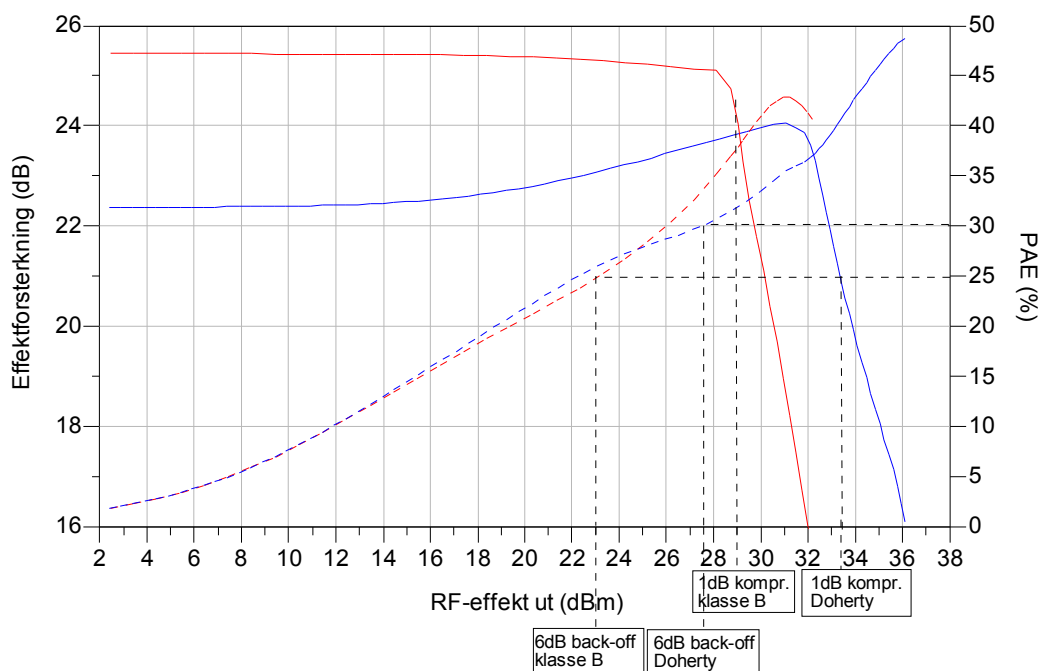
Fra figuren blir det bekreftet at amplituderresponsen til hver av utgangsportene er på -3 dB ved 10 MHz som forventet. Videre ser man at faseforskjellen mellom de to utgangsportene er nær $+90^\circ$ eller -270° ved 10 MHz som ønsket. Til slutt kommer det fram at refleksjonsfaktoren er tilnærmet null ved 10 MHz. Inngangseffektdeleren realiseres med standard komponentverdier og microstripliner, og en fullstendig løsning vises i figur A4 i vedlegg.

5.5 Fullstendig Doherty-forsterker

Alle delene som til sammen skal bygge opp Doherty-forsterkeren er nå gjennomgått og simulert. En illustrasjon av den fullstendige Doherty-forsterkeren med de riktige komponentene vises i figur A5 i vedlegg, mens et utlegg av kretsen med microstriplinjer vises i figur A7. I dette delkapittelet blir en rekke simuleringer av forsterkeren gjennomgått. Det meste av teorien som ligger til grunn her ble gjennomgått i kapittel 3. Det kan være verdt å påpeke at grunnet inngangseffektdeleren vil kurvene som nå plottes mot inngangseffekten være forskjøvet med 3dB.

5.5.1 Effektivitet

Effektiviteten til Doherty-forsterkeren er sammen med lineariteten den egenskapen som det er satt hovedfokus på i denne oppgaven. I kapittel 3 kom det fram at effektiviteten kan økes betydelig i forhold til en klasse B forsterker. Effektiviteten, samt effektforsterkningen, som funksjon av utgangseffekten vises i figur 5.45.

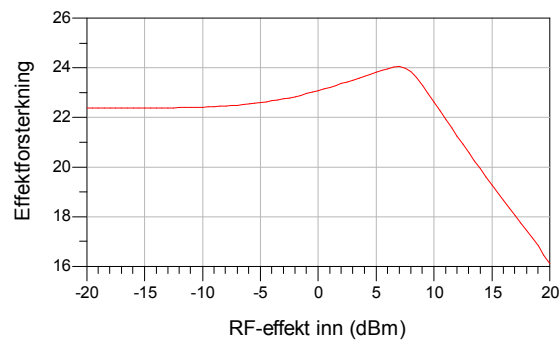


Figur 5.45 Effektforsterkning og effektivitet til Dohertyforsterker (blå) og klasse B-forsterker (rød). PAE vises som stiplede linjer, mens forsterkningen vises som heltrukne linjer.

Effektivitetsøkningen viser seg å være på ca 5 prosentpoeng ved 6dB back-off, noe som må betegnes å være meget moderat tatt i betraktning av at denne i teorien kan være over 30 prosentpoeng. Det er likevel mye å vinne ved høyere utgangseffekter. Den klassiske kurveformen som vist i figur 3.7 er heller ikke spesielt fremtredende i figur 5.45.

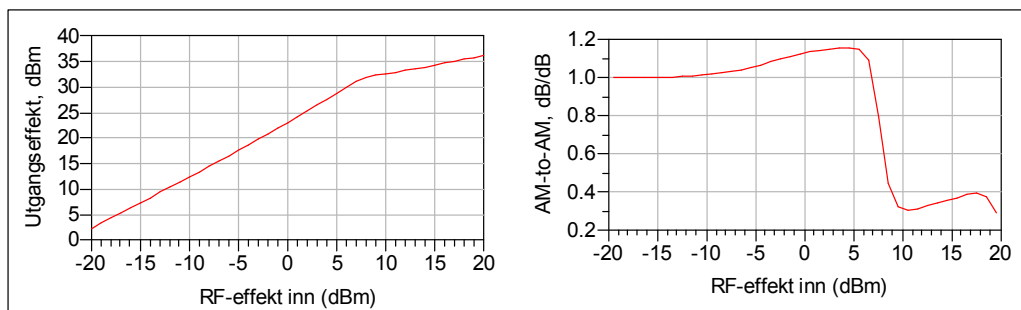
5.5.2 Linearitet

Lineariteten er den andre parameteren som i hovedsak blir undersøkt i denne oppgaven. Figur 5.46 viser effektførsterkingen til Dohertyforsterkeren, og det kommer frem at 1dB-kompresjonspunktet ligger ved ca 12dBm inngangseffekt. Dette er en økning på ca 5dBm i forhold til den fullstendige hovedforsterkeren (tatt i betraktning av at kurven i figur 5.30 må forskyves med 3dBm for å kompensere for inngangsdeleren).

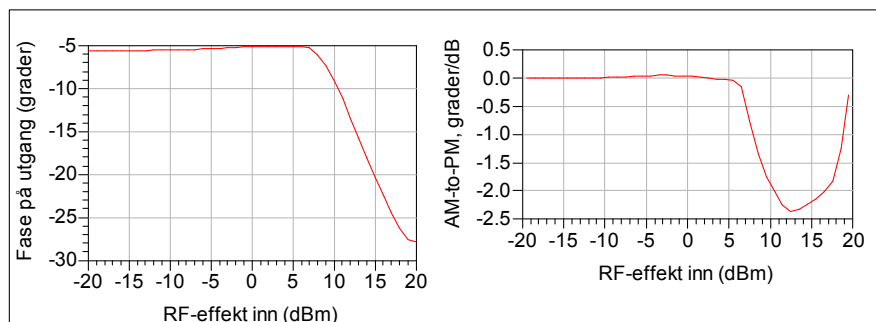


Figur 5.46 Effektførsterkingen til Dohertyforsterkeren.

Figur 5.47 og 5.48 viser henholdsvis AM-AM- og AM-PM-karakteristikken til Dohertyforsterkeren.

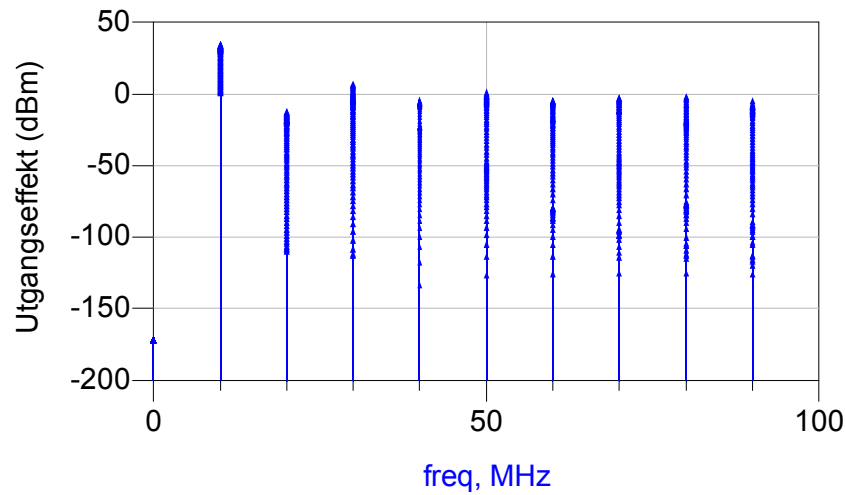


Figur 5.47 AM-AM karakteristikk. Til venstre effekten på utgangen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte til denne kurven.



Figur 5.48 AM-PM karakteristikk. Til venstre fasedreiningen gjennom kretsen som funksjon av effekten på inngangen. Til høyre vises den deriverte til denne kurven.

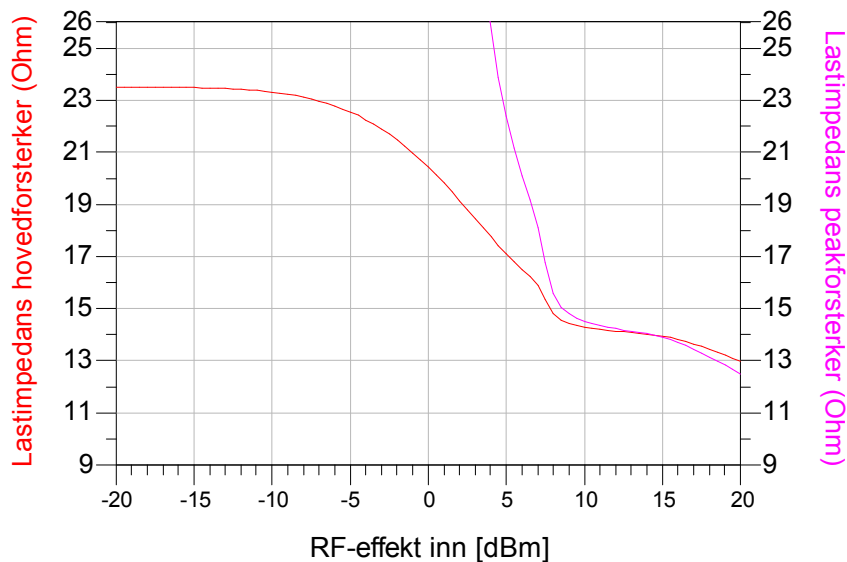
Effektspekteret til Dohertyforsterkeren sveipt fra -20dBm til 20dBm inngangseffekt vises i figur 5.49. De andreharmoniske komponentene er som forventet dempet.



Figur 5.49 Simulert effektspektrum til Dohertyforsterker.

5.5.3 Last-tuning

Ideelt sett skal lastimpedansen sett fra hovedforsterkeren gå fra 22.8Ω til 11.4Ω , mens peakforsterkeren skal se en impedans på 11.4Ω når den begynner å bidra. Den simulerte lastresistansen vises i figur 5.50.

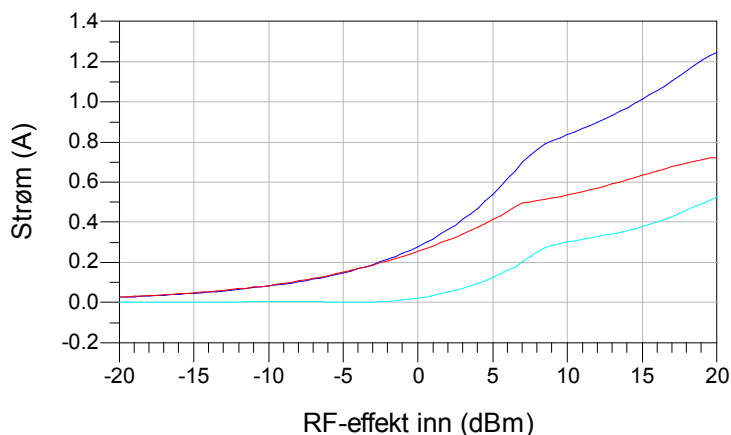


Figur 5.50 Lastvariasjon sett fra de to forsterkerne.

Fra figur 5.49 kommer det frem at lastvariasjonen til de to forsterkerne er rimelig i tråd med det som er forventet, men som man kan se er ikke resultatet helt optimalt.

5.5.4 Strømmer og spenninger

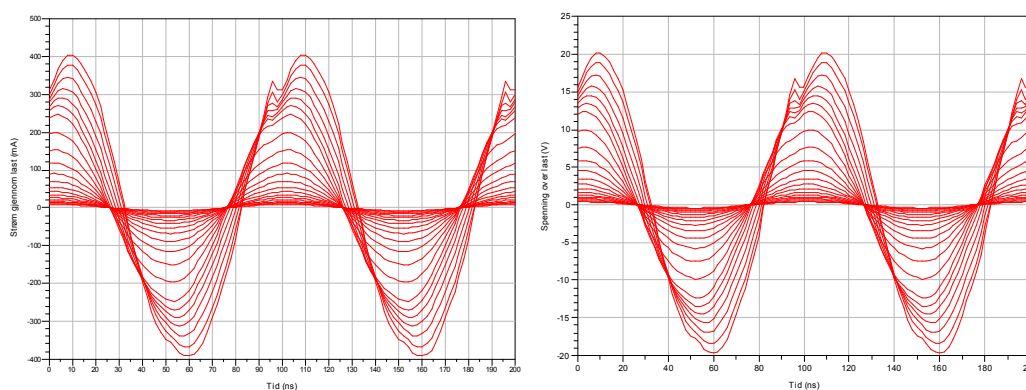
Strømforløpene i forsterkeren vises i figur 5.50. Figuren viser strømmen levert fra hovedforsterkeren (lilla), strøm levert fra peakforsterkeren (grønn), og total strøm gjennom lasten (rød).



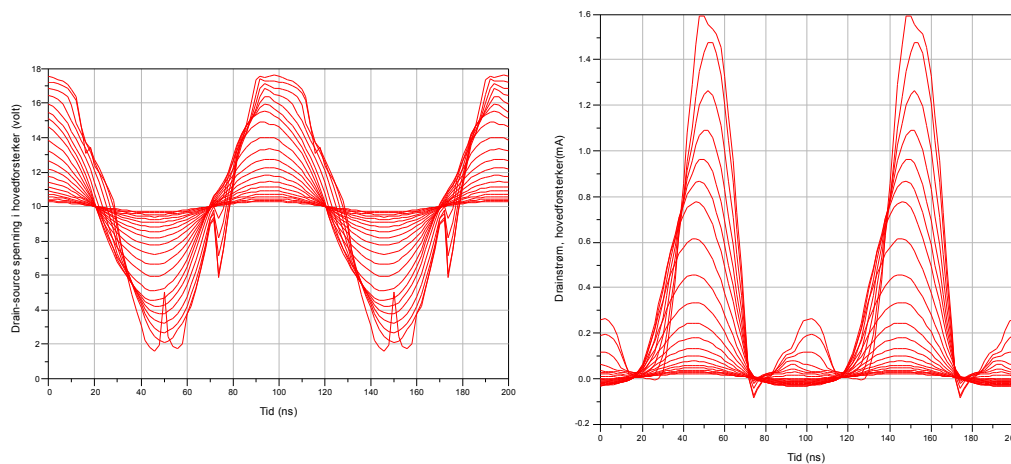
Figur 5.51 Strømfordelingen i forsterkeren. Strømmene tilsvarer følgende strømmer som vist i figur 3.6: I_1 :rosa, I_2 :grønn og I_L :rød.

Det viser seg at strømforløpet ikke følger en ideell kurve, da peakforsterkeren leverer en strøm som øker for langsomt.

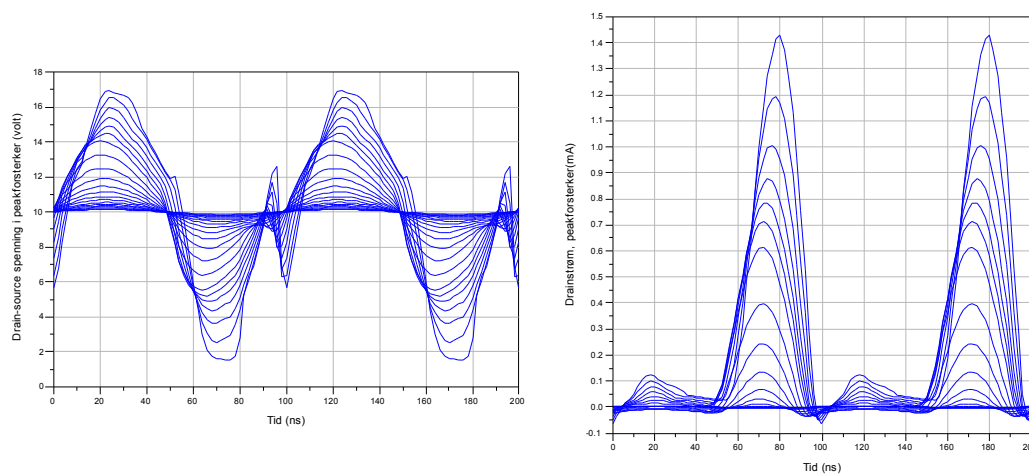
Figur 5.52 viser simulert strøm gjennom og spenning over lasten. Drain-source spenning og drainstrømmen til hoved- og peakforsterkeren vises i henholdsvis figur 5.53 og 5.54, mens gatespenningen til de to forsterkerne er illustrert i figur 5.55.



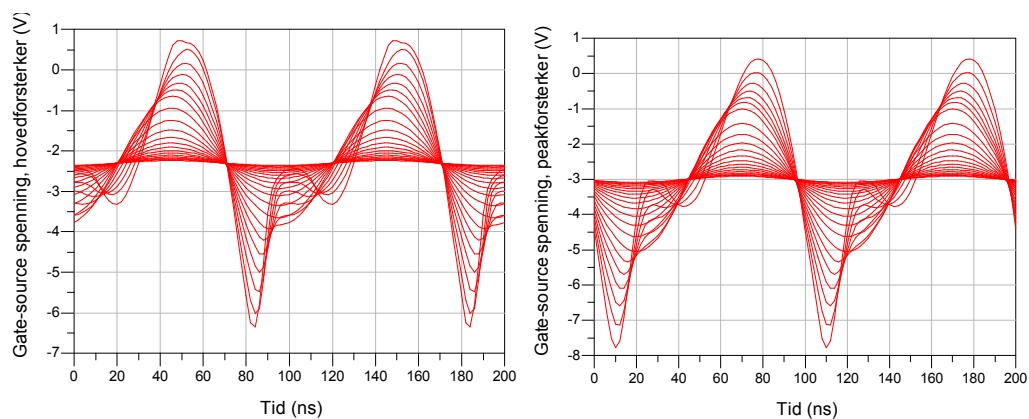
Figur 5.52 Simulert strøm gjennom og spenning over last.



Figur 5.53 Simulert drain-source-spenning og drainstrøm til hovedforsterkeren.



Figur 5.54 Simulert drain-source-spenning og drainstrøm til peakforsterkeren.



Figur 5.55 Simulert gate-source-spenning til hoved- og peakforsterkeren.

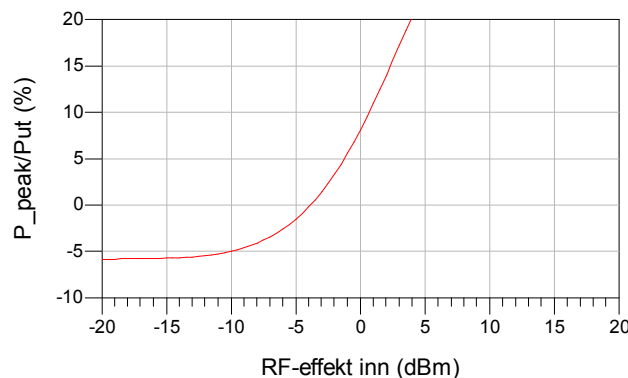
5.5.5 Effekttap

Når den totale Dohertyforsterkeren settes sammen er det flere potensielle steder i kretsen det kan oppstå effekttap. Det er derfor interessant å undersøke hvor disse tapene er størst.

I figur 5.51 kommer det frem at peakforsterkeren leverer en liten negativ strøm før den starter å bidra (dette kan være vanskelig å lese av fra figuren, men strømmen er så vidt negativ).

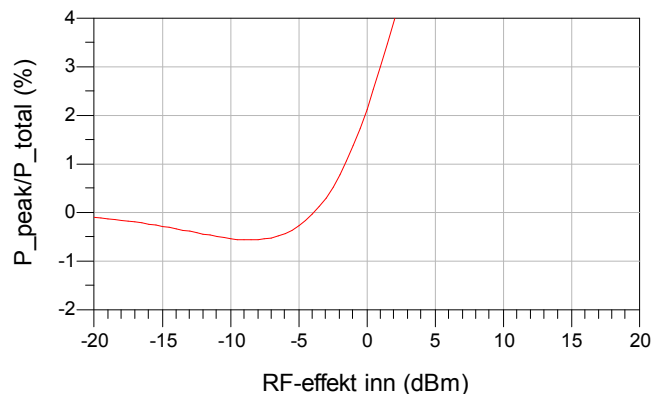
Dette innebærer at det går en lekkasjestrøm inn i transistoren, noe som vil føre til tapt effekt.

Et mål på hvor stort dette effekttapet er, kan finnes ved å plote forholdet mellom effekten peakforsterkeren bidrar med og den totale effekten levert til lasten. Dette forholdet er plottet i figur 5.56. Ved lave effekter utgjør dette tapet 6% av utgangseffekten.



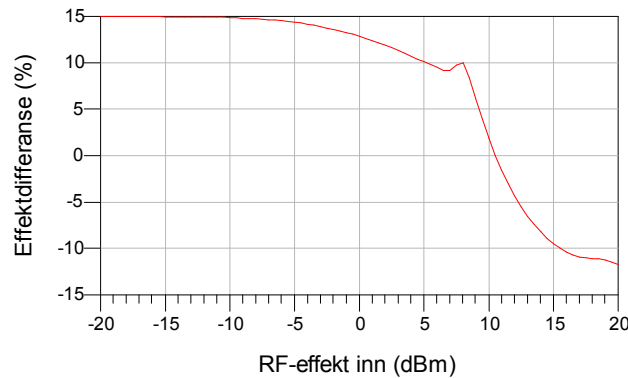
Figur 5.56 Tapt effekt i prosent grunnet lekkasjestrøm i peakforsterker i forhold til utgangseffekten

Et annet mål på effekttapet som skyldes reversstrømmen inn på peakforsterkeren vises i figur 5.57. Her er forholdet mellom effekt fra peakforsterkeren og total levert effekt til forsterkeren plottet. Dette tapet er ikke så veldig stort, og det vil innebære en reduksjon i forsterkerens effektivitet på maksimalt 0.6% før peakforsterkeren begynner å bidra.



Figur 5.57 Tapt effekt i prosent grunnet lekkasjestrøm i peakforsterker i forhold til total tilført effekt

Ved siden av tapt effekt som følge av reversstrøm i peakforsterker, vil inngangseffektdeleren kunne være en kilde til effekttap. Det vil unektelig være vanskelig å tilfredsstille kravet om lik effektfordeling til de to forsterkergrenene. Denne misforholdet kan presenteres som $(P_{hoved}/P_{peak}-1)*100\%$, der P_{hoved} og P_{peak} er henholdsvis effekten levert til hoved- og peakforsterkeren.



Figur 5.58 Effektdelingen mellom hovedforsterker og peakforsterker, beregnet som $100\%*(P_{hoved}/P_{peak}-1)$

Fra figur 5.58 kommer det fram at hovedforsterkeren tilføres ca 15% mer effekt en peakforsterkeren så lenge peakforsterkeren er passiv. Lik effektfordeling oppnås ved rundt 11dBm inngangseffekt.

6. Praktiske målinger

I dette kapittelet blir måleresultater presentert. De ulike grafene som vises er fremstilt ved å legge måleresultatene inn i Matlab versjon 6.5. Bilder fra målinger ble tatt med digitalkamera for å kunne gi en god dokumentasjon på de oppnådde resultatene. Det er valgt å legge disse bildene, samt omfattende tabeller over målinger i vedlegg C.

6.1 Måleutstyr

Under de praktiske undersøkelsene ble følgende måleutstyr benyttet:

Automatisk nettverksanalysator (ANA): Hewlett-Packard 8753E, *HJ4921*

Kalibreringskit til ANA: Hewlett-Packard 85052D2, *HJ4019*

Strømforsyning: *FC4156*, *FC4158*

Signalgenerator: Rohde & Schwarz SMU 200A, *AE4022*

Signalanalysator: Rohde & Schwarz FSQ40

Oscilloskop: Tektronix 2465, *KA2029*

Multimeter: Fluke, *GR2077* og *GR4182*

Signalkabler: Suhner Sucoflex 100 SMA-kabler

Dempeledd: 20dB

6.2 Testoppsett

De praktiske målingene ble gjort med forskjellige måleoppsett avhengig av hvilke parametere som skulle undersøkes.

Under målinger på hovedforsterkeren ble i hovedsak tre forskjellige oppsett brukt. Felles for de tre oppsettene er at strømforsyningen ble koblet til gate og drain med koaksialkabler.

- For å undersøke impedanstilpasning ble småsignal S-parametere målt med automatisk nettverksanalysator ved å koble SMA-kabler til inngangen og utgangen av forsterkeren. Utgangstilpasningen ble undersøkt ved å lodde inn en ledning midlertidig ved utgangen av transistorens drain.
- Det andre oppsettet ble gjort for å finne utgangseffekten som funksjon av påtrykt effekt, og dermed også forsterkningen. Her ble en signalgenerator koblet til inngangen av forsterkeren med en SMA-kabel. Resultatet på utgangen ble så lest av ved å koble utgangen av forsterkeren til en spektrumsanalysator. Det ble satt inn et dempeledd

mellom forsterkeren og spektrumsanalysatoren for ikke å ødelegge utstyret ved høye utgangseffekter. For å lese av drainstrømmen ble et multimeter koblet inn i serie mellom strømforsyningen og forsterkeren.

- Det siste oppsettet ble brukt for å studere gate-, drain- og utgangsspenningene. Utgangsspenningen ble målt ved å koble utgangen av forsterkeren til et oscilloskop. Drain- og gatespenningen ble på sin side studert ved å koble en probe til oscilloskopet, og på den måten måle spenningen direkte på kretskortet.

Målingene på inngangseffektdeleren og utgangsnettverket ble foretatt ved å koble de portene som skulle undersøkes til en automatisk nettverksanalysator. Siden nettverksanalysatoren bare har to innganger, ble en 50 ohms last koblet til den ubrukte porten for inngangshybridens del.

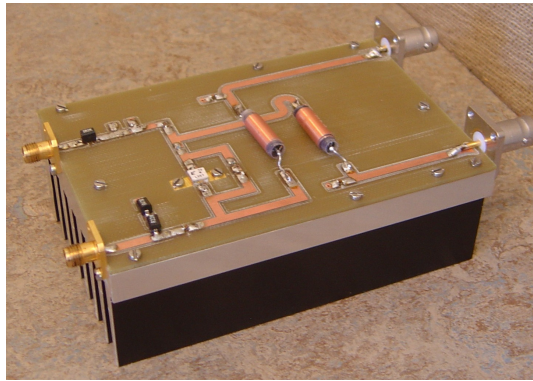
Den totale Dohertyforsterkeren ble undersøkt på samme måte som hovedforsterkeren alene, men med den forskjellen at undersøkelser av impedanstilpasningen ikke ble gjennomført. Dette ble droppet siden det ikke ble funnet en tilfredsstillende løsning på hvordan dette kunne måles i praksis.

6.3 Fysisk realisering

De ulike realiserede innretningene ble frest ut på et 1.6mm FR4-substrat. Dersom ikke noe annet er spesifisert benyttes overflatemonterte chip-spoler og kondensatorer. Kondensatorene er av størrelse 0603 med dielektrika NPO og X7R, med en toleranse på henholdsvis $\pm 5\%$ og $\pm 10\%$.

6.3.1 Hovedforsterker uten π -nettverk

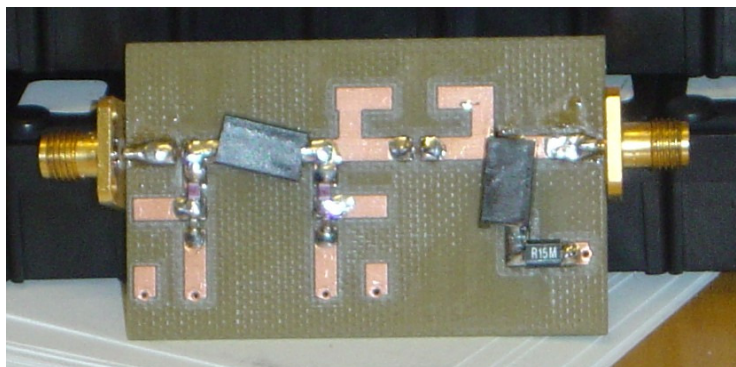
Det ferdige kretskortet med hovedforsterkeren (som vist i figur A6 i vedlegg) ble montert på en kjøleribbe. Selve substratet er som nevnt et 1.6mm FR4-substrat. Det ble frest ut et hull i kretskortet slik at transistoren kunne festes direkte til kjøleribba. Siden transistorkapselen fungerer som tilkobling til source, oppnås det at transistorens source kobles direkte til jordplanet. Til DC-feed ble spoler med en induktans på $100\mu\text{H}$ med lav resistans brukt. Den realiserede kretsen vises i figur 6.1.



Figur 6.1 Ferdig konstruert hovedforsterker

6.3.2 Hovedforsterkerens π -nettverk

Hovedforsterkerens utgangsnettverk er en kritisk del av Dohertyforsterkeren og realiseres separat for å verifisere at det har den ønskede oppførselen, hva angår blant annet demping av andreharmoniske. Siden simuleringer viser at nettverket er veldig følsomt for komponentvariasjoner (dette vil bli gjennomgått i kapittel 7), er det lagt inn plass på utlegget for å sette inn trimmekondensatorer med variabel kapasitans på 10-120pF. Den realiserte kretsen vises i figur 6.2.



Figur 6.2 Ferdig konstruert utgangsnettverk med impedanstilpasning.

Spolen med verdi 150nH har en toleranse på $\pm 20\%$, mens de øvrige spolene har en toleranse på $\pm 5\%$.

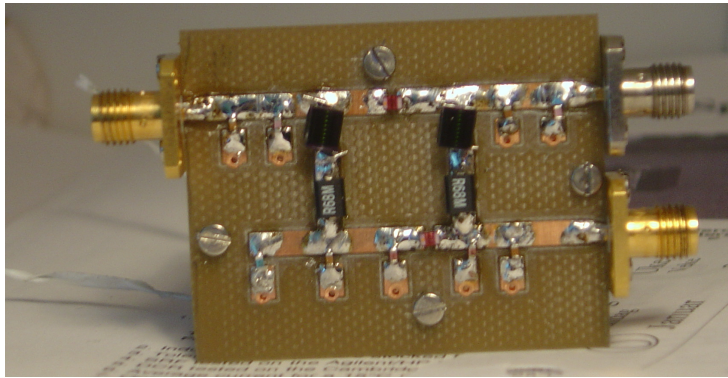
6.3.3 Hovedforsterker med π -nettverk

For å undersøke hovedforsterkeren med π -nettverket ble den realiserte forsterkeren fra kapittel 6.3.1 koblet sammen med π -nettverket i kapittel 6.3.2. Dette ble gjort ved å koble en SMA-kabel mellom forsterkerens utgang og π -nettverkets inngang. Det opprinnelige utgangsnettverket til forsterkeren uten π -nettverk ble naturligvis fjernet. Det viste seg at

forsterkerens inngangsnettverk måtte endres noe fra det som ble skissert i figur A3 i vedlegg for å oppnå best mulig tilpasning. En god tilpasning ble oppnådd dersom en induktans med verdi $2.2\mu\text{H}$ ble brukt i stedet for de to seriekoblede spolene i figur A3, mens kondensatoren på 47pF ble byttet ut med en trimmekondensator med variabel kapasitans på $10\text{-}120\text{pF}$. Denne trimmekondensatoren ble justert under undersøkelsene for å oppnå best mulig resultat.

6.3.4 Inngangseffektdeler

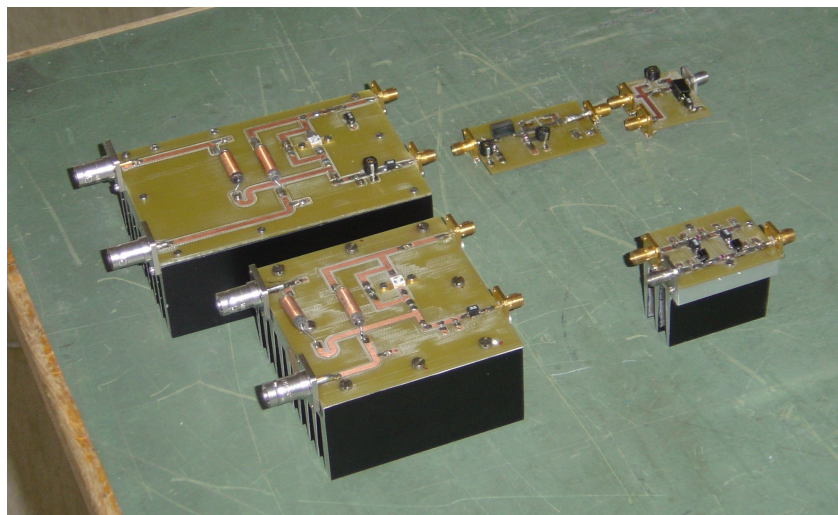
Inngangseffektdeleren ble realisert for seg selv for å undersøke dens egenskaper separat. Utlegget ble montert på en kjøleribbe for å kunne gjøre tilkoblingen av kontakter mest mulig stabil. Den ferdig konstruerte kretsen vises i figur 6.3. De to spolene på 680nH har en toleranse på $\pm 20\%$, mens de øvrige spolene har en toleranse på $\pm 5\%$. De to spolene med $\pm 20\%$ toleranse vil nødvendigvis være en kilde til usikkerhet.



Figur 6.3 Ferdig konstruert inngangseffektdeler.

6.3.5 Dohertyforsterker

Den fullstendige Dohertyforsterkeren ble realisert ved at de forskjellige delene som er beskrevet over, i tillegg til en peakforsterker, ble koblet sammen. En viktig forskjell er at utgangsnettverket nå må deles i to, i og med at peakforsterkeren skal kobles til mellom π -nettverket og impedanstilpasningsnettverket. Dette ble gjort ved å lage et nytt utlegg av utgangstilpasningen med to innganger. Det gamle utlegget beskrevet i kapittel 6.3.2 blir fremdeles brukt, men komponentene som utgjorde utgangstilpasningen fjernes og en kortslutning legges inn mellom π -nettverket og utgangen. De samme komponentene brukes i dette tilfellet, så oppførselen bør være ganske lik. I figur 6.4 vises alle bestanddelene i den ferdige Dohertyforsterkeren.



Figur 6.4 Ferdig konstruert Dohertyforsterker. Følgende deler vises fra nederste høyre hjørne og videre med klokken: Inngangseffektdeler, peakforsterker, hovedforsterker, π -nettverk og utgangstilpasningsnettverk.

6.4 Resultater fra målinger på hovedforsterker

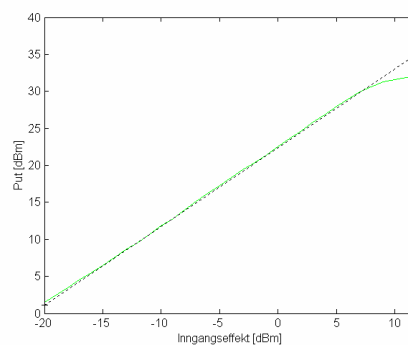
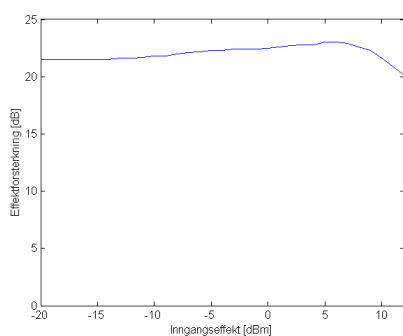
Hovedforsterkeren er den delen av Dohertyforsterkeren som ble gjennomgått mest grundig i denne oppgaven. Resultatene fra målingene på denne blir presentert i dette delkapittelet.

6.4.1 Hovedforsterker uten π -nettverk

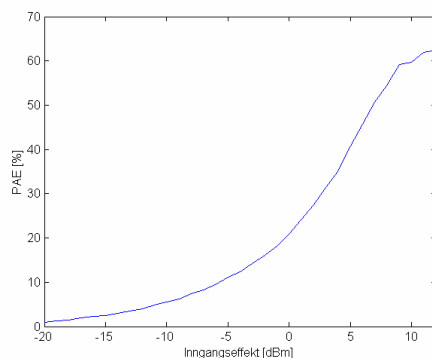
For å undersøke forsterkerens inngangs- og utgangstilpasning ble småsignal S11-parametere målt ved hjelp av automatisk nettverksanalysator. Under målingen ble det påtrykt signal fra 5MHz til 25MHz. Det er påtrykt effekter fra -20dBm til 0dBm. Disse målingene er gjengitt for 0dBm inngangseffekt i figur C1 og C2 i vedlegg for henholdsvis inngangs- og utgangstilpasningen. Fra disse figurene kommer det fram at inngangen er tilpasset en impedans på $(51.7-j6.9)\Omega$, mens impedansen sett fra transistorens drain er $(22.1+j4.1)\Omega$. Dette må anses å være et bra resultat, tatt i betraktning at det i praksis vil forekomme parasittiske effekter, samt at komponentene som brukes har en viss toleranse. En tabell med tilpasset inngangsimpedans målt med påtrykt effekt i området -20dBm til 0dBm vises i tabell C1 i vedlegg. Tilpasningen må sies å være bra i dette effektområdet. Det må bemerkes at impedansen sett fra transistorens drain ikke nødvendigvis er identisk med utgangsimpedansen. Denne impedansen er derimot en parallellkobling av flere impedansverdier. Fra den velkjente formelen for motstander i parallell, er det klart at dersom én impedans er betydelig mindre enn de resterende impedansene i parallellkoblingen, vil den resulterende impedansen være tilnærmet lik denne minste impedansen. Det er ikke foretatt undersøkelser på forsterkeren for

å finne hvordan dette vil forholde seg i dette tilfellet, men impedansverdien er temmelig nære den ønskede utgangsimpedansverdien på 22.8Ω .

For å undersøke forsterkerens effektforsterkning, ble det foretatt målinger med spektrumsanalysator. Det ble gjort målinger med påtrykk av inneffekter fra -20dBm til 13dBm . Grunnen til at det ikke ble gjort målinger for høyere inngangseffekter, var at gatespenningen sank uten noen synlig grunn ved inngangseffekter høyere enn 13dBm . Dette strider imot simuleringer, der gatespenningen har en stabil verdi opp til ca 4dBm , før den *stiger*. Denne stigningen er for øvrig marginal opp til 20dBm påtrykt inngangseffekt (i størrelsesordenen et par milliondels volt) (se for øvrig figur B1 i vedlegg). Det viste seg å være umulig å skru gatespenningen opp til ønsket verdi igjen, slik at det i samråd med veileder ble valgt å stoppe ved denne verdien. Måleresultatene ble lagt inn i Matlab, og effektforsterkningen, samt effekten levert til lasten vises i henholdsvis figur 6.5 og 6.6. Ved bruk av enkel numerisk matematikk ble et tilnærmet ideelt lineært forløp for utgangseffekten beregnet. Dette illustreres som en stiplet linje i figur 6.6. En tabell med disse resultatene, samt målt drainstrøm og PAE vises i tabell C3 i vedlegg. Beregnet PAE fra målingene er vist i figur 6.7.



Figur 6.5 Effektforsterkning til hovedforsterkeren Figur 6.6 Målt effekt levert til last



Figur 6.7 Beregnet PAE fra målinger på hovedforsterkeren

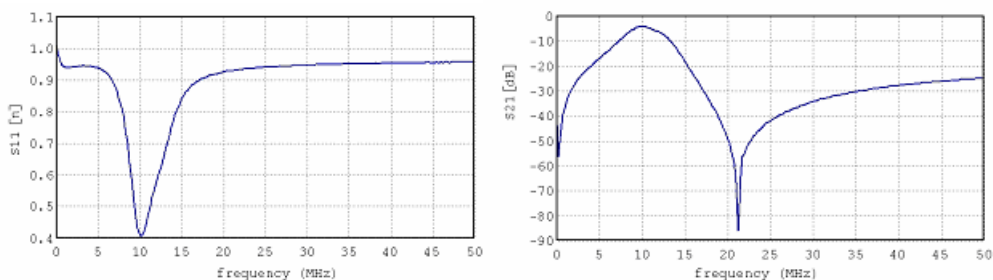
Fra figurene 6.5 til 6.7 kommer det fram at det er en del avvik mellom simulerte resultater i kapittel 5.2.6 og målte verdier, så modellen av transistoren i ADS er tydeligvis ikke helt ideell. Dette blir diskutert i mer detalj i kapittel 7. Målingene viser at forsterkeren har en maksimal utgangseffekt i det målte området på 32.1dBm eller 1622mW. Tendensen i figur 6.6 antyder at denne utgangseffekten stiger ytterligere for høyere inngangseffekt, men dette var det som nevnt ikke mulig å måle. 1dB-kompresjonspunktet beregnes til å inntreffe ved ca 10dBm inngangseffekt. Effekten er der 31.6dBm eller 1445mW. Effektførsterkningen er høyest mellom 5dBm og 6dBm inngangseffekt, med en verdi på 23dB. Dette ligger en god del under de simulerte verdiene. PAE har sin største verdi på 62.38% ved 12dBm inngangseffekt, og denne synker til 59.73% ved kompresjonspunktet.

Spenningsforløpene over gate, drain og utgang ble studert på oscilloskop. Bilder av disse spenningene finnes i figur C5 til C10 i vedlegg. Disse spenningene ble målt i det lineære området (0dBm) og ved kompresjonspunktet (10dBm). Ved å sammenligne de målte resultatene med de simulerte i figur 5.15 til 5.17 kommer det fram at kurveformene er forholdsvis sammenfallende. Som forventet er spenningen på utgangen av forsterkeren mer forvrengt i metningsområdet enn i det lineære området. Effektspekteret bekrefter også dette, og vi ser i figurene C11 og C12 i vedlegg at de harmoniske komponentene er mer fremtredende ved 10dBm enn ved 0dBm inngangseffekt. Som nevnt i teoridelen er det ønskelig å dempe den mest dominerende harmoniske komponenten (andreharmoniske) for å kunne gjenskape inngangssignalet på en bedre måte på utgangen.

6.4.2 Hovedforsterkerens π -nettverk

Utgangnettverket viste seg å fungere utilfredsstillende under målingene med de opprinnelige komponentene. Det ble avdekket at spesielt inngangsimpedansen avvek fra den forventede verdien på ca 22.8 Ω . En tabell med viktige parametere målt med de opprinnelig valgte komponentene vises i tabell C8 i vedlegg. Det ble først forsøkt å endre på komponentene i selve utgangsimpedansnettverket. Resultatene vitnet om at de komponentene som ble brukt under simulering ga det beste resultatet hva angikk tap gjennom kretsen, men at inngangsimpedansen sett inn på π -nettverket kom nærmere 22.8 Ω dersom induktansverdien ble senket fra 150nH til 100nH. Det ble derimot valgt å beholde de opprinnelige komponentene, og i stedet prøve å endre på komponentverdiene i π -nettverket. Det beste resultatet viste seg å inntreffe dersom induktansen på 169nH ble byttet ut med en litt større

induktans på 206nH. Videre ble trimmekondensatorene benyttet til å tune kretsen slik at et best mulig resultat ble oppnådd. Impedansen sett inn på nettverket er $(20.2+j1.0)\Omega$ ved 0dBm inngangseffekt, som vist i figur C3 i vedlegg. Måleresultatene for denne endelige kretsen plottes i figur 6.8 under. Figurene ble hentet fra nettverksanalytoren til PC med programmet ANAUT versjon 3.2.



Figur 6.8 Målte S-parametere til utgangnettverket med optimalisert krets, S11 (venstre) og S22 (høyre)

Målte og simulerte nøkkelparametere til utgangskretsen vises i tabell 6.1.

Tabell 6.1 Nøkkelparametere til utgangnettverket

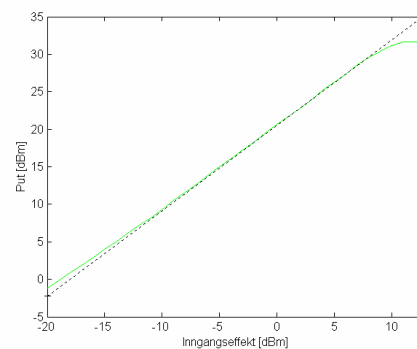
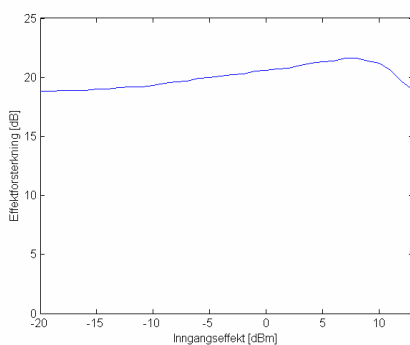
Parameter	Frekvens	Målt verdi	Simulert verdi	Optimal verdi
S21	10MHz	-4.2dB	-1.1dB	0dB
S21	20MHz	-48dB	-53.0dB	$-\infty$ dB
Impedans sett inn på π -nettverket	10MHz	$(20.2+j1.0)\Omega$	$(20.0-j0.3)\Omega$	22.8 Ω
Impedans sett inn på π -nettverket	20MHz	$(2.0 +j9.0)\Omega$	$(0.0-j0.8)\Omega$	0 Ω

Det viser seg at det er et større tap gjennom kretsen enn simuleringene skulle tilsi. Grunnen til at den simulerte verdien avviker fra den optimale kommer antakeligvis dels av at inngangen ikke er tilpasset til 50 Ω , og dels av innlagt tap i komponentene. Det er en forskjell på 3dB, noe som vil medføre en dobling av tapet gjennom nettverket i forhold til det som var ventet. Dette tapet må bare godtas i dette tilfellet, da et bedre resultat syntes å være umulig å oppnå med de tilgjengelige komponentene.

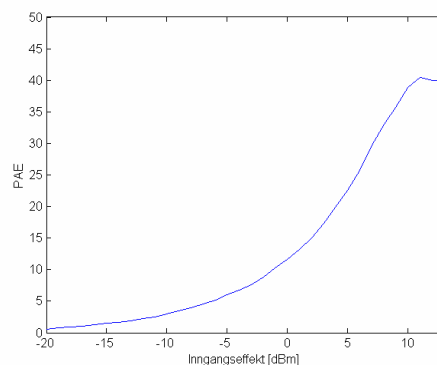
6.4.3 Hovedforsterker med π -nettverk

Undersøkelsene på hovedforsterkeren med π -nettverk ble foretatt på samme måte som for forsterkeren uten dette nettverket, som beskrevet i kapittel 6.4.1. S11-parametrene ble studert med et påtrykt signal fra 5MHz til 25MHz, mens inngangseffekten ble variert i området -20dBm til 0dBm. Ved 0dBm er inngangen tilpasset til $(53.3-j4.0)\Omega$, noe som er dokumentert i figur C4 i vedlegg. En liste med tilpasset inngangsimpedans målt som funksjon av inngangseffekten vises i tabell C2 i vedlegg. Det viser seg at tilpasningen er rimelig bra i dette effektområdet.

Forsterkerens effektforsterkning ble undersøkt med spektrumsanalysator. Det ble gjort målinger med påtrykk av inneffekt fra -20dBm til 13dBm. Det samme fenomenet med at gatespenningen avtok for høyere inngangseffekter enn dette gjentok seg i dette tilfellet. Måleresultatene ble også her lagt inn i Matlab, og effektforsterkningen og effekten levert til lasten vises i henholdsvis figur 6.9 og 6.10. Beregnet PAE er vist i figur 6.11. Et tilnærmet lineært forløp ble her funnet på samme måte som i kapittel 6.4.1. En tabell med disse resultatene vises i tabell C4 i vedlegg, i tillegg til målt drainstrøm.



Figur 6.9 Effektforsterkning til hovedforsterkeren Figur 6.10 Målt effekt levert til last.



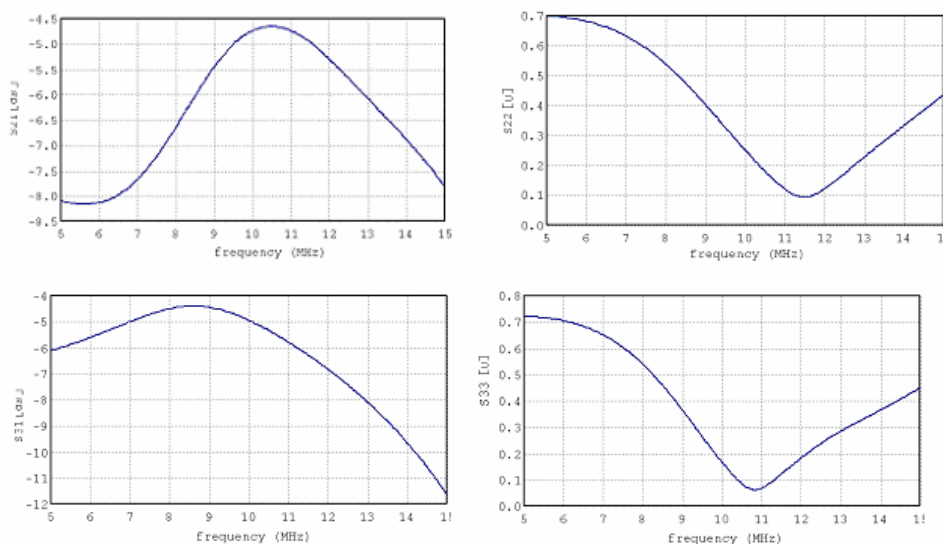
Figur 6.11 Beregnet PAE fra måling på hovedforsterkeren

Sammenligner man effektforsterkningen til forsterkeren med og uten π -nettverket ser man at den ligger ca 1.5-2.5dB lavere dersom nettverket er tilkoblet. Mye av dette må nok tilskrives tapet gjennom nettverket. Forsterkeren har en maksimal utgangseffekt i det målte området på 31.9dBm eller 1549mW. 1dB-kompresjonspunkt ligger også her ved ca 10dBm inngangseffekt, og effekten er der 31.2dBm eller 1318mW. Effektforsterkningen er høyest mellom 7dBm og 8dBm inngangseffekt, med en verdi på 21.6dB. PAE har maksimalverdi på 40.5% ved 11dBm inngangseffekt, og denne synker til 38.9% ved kompresjonspunktet. Fra tabell C7 i vedlegg kan man lese at den målte drainstrømmen er større for høyere inngangseffekter i dette tilfellet, noe som sammen med lavere effektforsterkning vil gi en dårligere effektivitet enn i tilfellet uten π -nettverket.

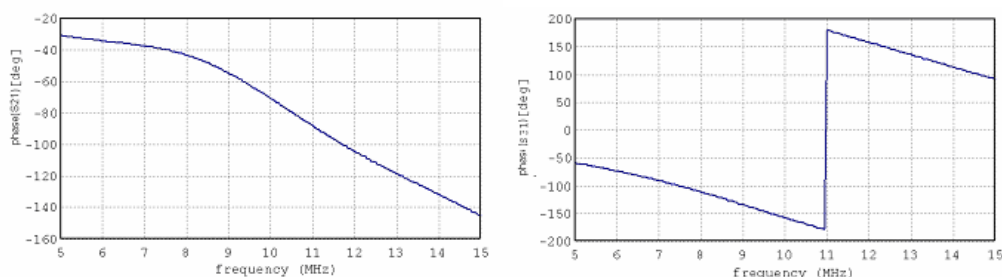
På oscilloskop ble spenningsforløpene over gate, drain og utgang undersøkt. Bilder av disse spenningene finnes i figur C13 til C18 i vedlegg. Spenningene måles på samme måte som i kapittel 6.4.3 i det lineære området (0dBm inngangseffekt) og ved kompresjonspunktet (10dBm). Spenningskurven over lasten har en jevn og fin sinusform som i simuleringene, mens drain-source-spenningen viser en ujevn kurve med ringing rundt 50MHz. Gatespenningen har en bra sinusform både i det lineære området og i metningsområdet. Effektspekteret vises i figurene C19 og C20 i vedlegg. Som ventet er den andreharmoniske dempet kraftig. Det er koblet til et dempeledd på 20dB, derfor vises ikke de harmoniske komponentene så godt ved 0dBm inngangseffekt.

6.5 Resultater fra målinger på inngangseffektdeler

Inngangseffektdelerens S-parametere ble målt ved hjelp av automatisk nettverksanalysator. Plottene ble overført til PC ved hjelp av programmet ANAUT versjon 3.2. Disse plottene er gjengitt i figur 6.12. Faseforløpet til amplituderresponsen vises i figur 6.13.



Figur 6.12. S-parametere til inngangseffektdeleren.



Figur 6.13 Faseforløpet til henholdsvis S_{21} (venstre) og S_{31} (høyre) til inngangsdeleren

Sammenligner man disse målte resultatene med de simulerte i kapittel 5.4, viser det seg at det er ganske store avvik. Nøkkelparametrene leses av fra oscilloskopet ved 10MHz og gjengis i tabell 6.2.

Tabell 6.2 Nøkkelparametere til inngangseffektdeleren målt ved 10MHz

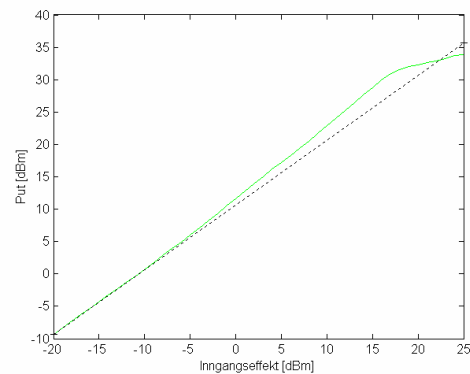
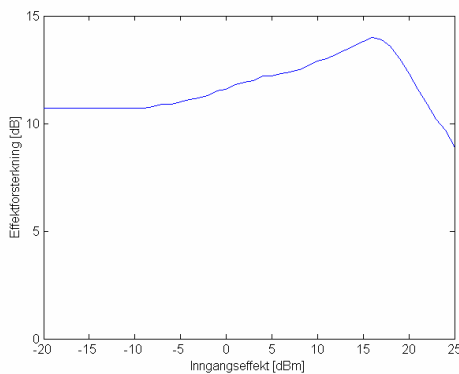
Parameter	Simulert verdi	Målt verdi	Optimal verdi
$S(2,1)$	-3.33dB	-4.74dB	-3dB
$S(2,2)$	26 [mU]	252 [mU]	0 [mU]
Phase($S(2,1)$)	-90.3°	-70.6°	-90°
$S(3,1)$	-3.45dB	-4.94dB	-3dB
$S(3,3)$	36 [mU]	170 [mU]	0 [mU]
Phase($S(3,1)$)	-177.8°	-157.4°	-180°

Det som er mest verdt å merke seg er at amplituderresponsene på de to utgangene har en verdi på nærmere -5dB , altså 2 dB under den ønskede verdien. Det viser seg også at kurvene er forskjøvet med rundt 1MHz , slik at refleksjonsfaktoren har minst verdi for 11MHz , og ikke 10MHz som forventet.

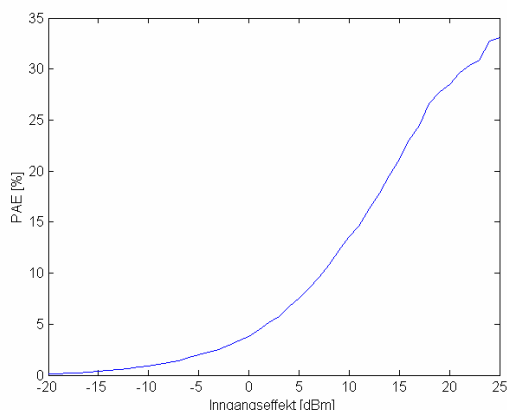
6.6 Resultater fra målinger på Dohertyforsterker

Som allerede nevnt undersøkes kun utgangseffekt og spenningskurver for den ferdige Dohertyforsterkeren.

Forsterkerens effektforsterkning ble undersøkt med spektrumsanalysator. Det ble gjort målinger med påtrykk av inneffekt fra -20dBm til 25dBm . I løpet av disse målingene ble det ikke observert at gatespenningen avtok på samme måte som for de tidligere målingene på hovedforsterkeren. Matlab ble igjen brukt til å fremstille effektforsterkningen, effekten levert til lasten og PAE. Resultatet vises i figurene 6.14 til 6.15. Et forsøk på å fremstille et lineært forløp for utgangseffekten ble også gjort her, på samme måte som i kapittel 6.4.1. Tabell C5 i vedlegg viser disse resultatene samt de målt drainstrømmene for hoved- og peakforsterkerne.



Figur 6.14 Effektforsterkning til Dohertyforsterkeren. Figur 6.15 Målt effekt levert til last.



Figur 6.16 Beregnet PAE fra måling på Dohertyforsterkeren

Forsterkeren har en maksimal utgangseffekt i det målte området på 33.9dBm eller 2455mW. 1dB-kompresjonspunkt ligger her ved ca 22dBm inngangseffekt, og effekten er der 32.9dBm eller 1950mW. Effektførsterkningen er høyest ved 16dBm inngangseffekt, med en verdi på 14dB. PAE har maksimalverdi på 33.1% ved 25dBm inngangseffekt, og denne synker til 30.3% ved kompresjonspunktet.

Spenningsforløpene til gate, drain og utgang ble undersøkt, og bilder av disse vises i figur C21 til C30 i vedlegg. Gate- og drain-spenningene måles både for hoved- og peakforsterker. Spenningene måles ved 0dBm og 20dBm inngangseffekt. Spenningskurven over lasten har en jevn sinusform ved 0dBm, mens enkelte tagger opptrer ved 20dBm. Simuleringene i kapittel 5.5.4 viser også denne tendensen. Drain-source-spenningene viser seg å avvike veldig fra simulerte resultater ved 20dBm inngangseffekt. Gatespenningene har en bra sinusform i begge tilfellene, men kurveformen er noe usymmetrisk for peakforsterkeren ved 20dBm inngangseffekt. Effektspekteret til Dohertyforsterkeren vises i figur C31 og C32 i vedlegg, for henholdsvis 0dBm og 20dBm inngangseffekt. Et dempeledd på 20dB er koblet til, slik at overharmoniske ikke vises ved 0dBm. Det viser seg at den andreharmoniske komponenten ikke er fullt så dempet ved 20dBm som med hovedforsterkeren alene, men denne ligger fremdeles ca 30dB under utgangseffekten ved 10MHz.

Før målingene på Dohertyforsterkeren ble det for øvrig gjort undersøkelser av utgangstilpasningen direkte, og det kom frem at impedansen sett inn på dette nettverket var ca 5.8 Ω , altså veldig nær den teoretiske verdien på 5.7 Ω .

7. Diskusjon

7.1 Feilkilder

Det er ikke til å unngå at det under de praktiske målingene vil være flere momenter som spiller inn og forringer resultatene.

Under simuleringene ble det benyttet ideelle komponenter, mens disse i praksis vil ha en viss toleranse. Det ble i enkelte tilfeller benyttet komponenter med $\pm 20\%$ toleranse, og det sier seg selv at dette kan føre til endringer i forhold til simulerte resultater. Dette underbygges av simuleringer der enkelte komponenter ble sveipet over sitt toleranseområde (se kapittel 7.3).

Et av de største avvikene mellom simulerte og målte resultater viste drainstrømmen seg å ha. Dette er dokumentert i tabell C6 og C7 i vedlegg. I det mest ekstreme tilfellet er det et avvik på over 60%. Dette vil nødvendigvis ha stor betydning for PAE, som beregnes blant annet ut fra drainstrømmen. Modellen av transistoren i ADS er tydeligvis ikke tilfredsstillende i dette tilfellet. Det samme fenomenet er også erfart i tidligere arbeider med denne transistormodellen [16]. Som nevnt i kapittel 4 benyttes ikke nøyaktig samme transistor ved simuleringer og målinger, men disse skal ifølge datablad være tilnærmet like.

Kablene som er brukt under målingene vil sannsynligvis ha noe tap. Ved måling av utgangseffekt ble det benyttet et dempeledd på 20dB. Dette dempeleddet viste seg å gi ca 20.6dB dempning, noe som ble tatt med i beregningene.

Selve måleutstyret som er benyttet vil også føre med seg usikkerhet. Spesielt er det mulig at multimeteret som er brukt ikke viser nøyaktig strøm- og spenningsverdier. For den automatiske nettverksanalytoren er det tre hovedtyper målingsfeil som kan opptre [17]:

- *tilfeldige feil* – ikke-repeterende variasjoner som kan reduseres ved mange like målinger og midling (*eng. averaging*), men som ikke kan fjernes ved kalibrering
- *systematiske feil* – repeterende avvik som følge av unøyaktigheter i analysatoren og testoppsettet. Disse feilene kan fjernes ved kalibrering.
- *driftfeil* – feil som opptrer etter at kalibrering er gjort (hovedsakelig som følge av temperaturvariasjoner)

Før hver praktiske måling ble nettverksanalysatoren kalibrert, slik at de systematiske feilene ideelt sett fjernes. I tillegg ble det brukt midling med en faktor på 16, dermed blir tilfeldige feil redusert. Driftfeil er det lite man kan gjøre med, men forhåpentligvis er ikke disse feilene så store i dette tilfellet.

7.2 Avvik mellom simuleringer og teori

De teoretiske resultatene som ble lagt fram i kapittel 2 og 3 gjelder under ideelle forhold. De endelige kretsene er naturligvis designet for å ligge så nært opp til de praktiske forholdene som mulig, og det er derfor som forventet at simuleringene viser seg å avvike fra dette. Det er flere momenter som gjør at man får avvik, men det er nødvendigvis komponentene som setter hovedpremissene for hva som er realiserbart. I de fleste tilfellene er det mulig å komme forholdsvis nært de ideelle komponentverdiene, men det vil i enkelte situasjoner være en viss differanse mellom optimale og simulerte verdier. Videre vil simuleringer av de realiserte kretsene ta høyde for tap i spoler, i tillegg til at microstriplinjer er lagt til i designene.

Det største avviket vil nok komme i forbindelse med peakforsterkeren. I en ideell situasjon er peakforsterkeren avslått helt til transisjonspunktet. Dette er veldig vanskelig å oppnå i en praktisk situasjon. I denne oppgaven er det valgt å forspenne peakforsterkeren i klasse C, noe som vil medføre at påslaget av denne forsterkeren blir langt fra ideelt. Ergo vil strømforløpet til forsterkeren avvike fra det optimale under simuleringene, noe som kom fram i figur 5.51. Dette vil igjen gi en lavere effektivitet enn det som er teoretisk mulig. Som nevnt i kapittel 5.3 er peakforsterkerens inngang tilpasset i bare et smalt område, noe som også vil virke inn på dens oppførsel.

7.3 Avvik mellom målinger og simuleringer

Under målingene viste det seg at det var til dels store avvik mellom simulerte og målte resultater. De forskjellige målte kretsene gjennomgås enkeltvis i dette delkapittelet.

7.3.1 Hovedforsterker uten π -nettverk

Resultatene fra målinger på forsterkeren bød på store deviasjoner fra simuleringene i kapittel 5.2.6. Det positive er at impedanstilpasningen er rimelig bra. Det samme kan man si om de målte kontra de simulerte spenningskurvene. Ser man på den målte effektforsterkningen i figur 6.5, oppdager man at den ligger ca 2-3dB under simuleringensverdier. Derimot viser målingene at forsterkeren er mer lineær enn forventet, i den forstand at 1dB-kompresjonspunktet øker fra ca 5dBm til ca 10dBm inngangseffekt. Som allerede nevnt er

den målte effektiviteten drastisk mye større enn den simulerte. Dette har først og fremst sammenheng med at den målte drainstrømmen avviker stort fra simuleringene.

Transistormodellen i ADS er ikke så god i dette tilfellet, men det kan også være store forskjeller i reell terskelspenning i forskjellige transistorer, noe som derfor vil spille inn og endre drainstrømmen.

7.3.2 Hovedforsterkerens π -nettverk

Tapet gjennom π -nettverket viste seg å være mye større enn forventet. Mistilpasningstapet finnes ved å bruke den målte inngangsimpedansverdien i ligningene (2.5) og (2.6) til å være ca 0.86dB. Ergo må hele 3.34dB tap skyldes andre forhold. Dette er en voldsomt stor verdi, og det ble foretatt flere målinger for å verifisere at dette var tilfelle. Komponenter ble byttet ut, men resultatet forble det samme, om ikke verre. Det ble spekulert i om dette kunne skyldes fenomenet som kalles inntregningsdybde (*eng. skin depth*), δ [9]. Dette kan brukes som et mål på hvordan resistansen og reaktansen til en leder varierer som funksjon av frekvens ved formelen:

$$R = R_{DC} \frac{a}{2\delta} \quad (7.1)$$

der

$$\delta = (\pi f \mu \sigma_{cond})^{-1/2} \quad (7.2)$$

Her er μ permeabiliteten, σ_{cond} konduktiviteten, f frekvensen og R_{DC} er DC-resistansen til en leder, mens a er lederens radius.

Trådene i spolene som ble brukt var såpass tynne, og med et overslag ble det kommet frem til at resistansen i spolene ville øke med maksimalt en faktor på ca 2 ved 10MHz. Ved å gjøre endringer i designet ble det klart at dette hadde minimalt å si for tapet gjennom nettverket. Det er derfor lite som tyder på at dette er årsaken til det store tapet. Det viste seg at spolenes resistans faktisk måtte økes med en faktor på rundt 40 for å oppnå de samme resultatene som under målingene. Dersom dette ble gjort ble den samme tendensen observert med at resultatet ble mest ideelt dersom den ene spolen i π -nettverket ble endret fra 169nH til 206nH.

Det neste steget ble å undersøke hvor ømfintlig nettverkets oppførsel var ved variasjoner av komponentverdiene. Dette er en høyst reell problemstilling, da komponentene har visse

toleranseverdier i praksis. Det gjøres derfor simuleringer der komponentverdiene sveipes over området hvor komponentenes toleranse ligger.

- De to kondensatorene i nettverket på 1200pF har en toleranse på $\pm 10\%$, og de sveipes da fra 1080pF til 1320pF. Amplitude- og faseresponsen vises i figur B4 og B5 i vedlegg. Det viser seg at responsene varierer en del. Dempningen av andreharmoniske ved 20MHz viser seg å være på minst 53dB over området som sveipes (ved verdiene 1080pF). Dette er uansett en ganske stor demping som man må si er godkjent. Faseresponsen ved 10MHz skal ideelt sett være 0° , og det viser seg at denne varierer fra -17.7° til 3.7° .
- De to spolene i π -nettverket på 47nH har en toleranse på $\pm 5\%$, og sveipes fra 44.6nH til 49.4nH. Amplitude- og faseresponsen vises i figur B6 og B7 i vedlegg. Amplituderresponsen har nå en maksimalverdi på ca -48dB ved 20MHz, en verdi som man kan si er mer enn tilstrekkelig. Faseresponsen endrer seg mindre i dette tilfellet.
- Den siste spolen på 169nH har også en toleranse på $\pm 5\%$, og sveipes fra 160nH til 178nH. Resultatet vises i figur B8 og B9 i vedlegg. Det viser seg at responsene varierer lite med endret induktansverdi.

Disse simuleringene er gjort for å få en pekepinn på hva som kan tenkes å skje under de praktiske målingene som følge av komponentenes toleranse. Det kan forekomme større avvik enn dem som kommer fram her siden komponentene i dette tilfellet er sveipet innbyrdes, det vil si at det ikke er tatt hensyn til den totale mulige variasjonen. Det viser seg at tapet gjennom nettverket påvirkes lite av komponentvariasjoner, så det er antageligvis ikke her problemet ligger heller.

Etter flere undersøkelser ble det til slutt bestemt at dette store tapet gjennom π -nettverket rett og slett måtte tolereres, selv om det naturligvis vil ha en negativ virkning på den totale forsterkerens forsterkning og effektivitet.

7.3.3 Hovedforsterker med π -nettverk

Hovedforsterkeren med π -nettverket tilkoblet vil nødvendigvis gi en lavere forsterkning enn ønsket siden tapet gjennom utgangsnettverket er så stort. Dette kommer også frem i målingene, der forsterkningen ligger ca 1.5-2.5dB lavere enn dersom utgangsnettverket ikke er koblet til. Det er flere forhold som spiller inn og gjør sitt til at forsterkningen er forskjellig i de to tilfellene. Det viktigste er som nevnt tapet gjennom π -nettverket. Dessuten er ikke impedanstilpasningen helt lik i de to tilfellene, noe som vil føre til ulik forsterkning. Den samme transistoren ble brukt i dette tilfellet, så dens egenskaper bør være lik i de to tilfellene. Selv om det ble etterstrebet å påtrykke så lik drain- og gatespenning som mulig, vil det sannsynligvis være et lite avvik mellom de påtrykte spenningene til forsterkeren med og uten π -nettverket. Dette vil også virke inn. Drainstrømmen vil også i dette tilfellet avvike til dels kraftig fra simuleringene. Det viser seg nå at den simulerte drainstrømmen nå er lavere enn den målte ved inngangseffekter over 8dBm. Dette står i kontrast til tilfellet uten π -nettverket, der den simulerte strømmen var høyere enn den målte for inngangseffekter over -4dBm. Det er som nevnt før tydelig at transistormodellen i ADS ikke er ideell, noe som viser seg igjen i dette tilfellet.

Under målingene ble det oppdaget at det oppstår ringing i drainspenningskurven. Spolene som ble brukt i DC-matingsnettverkene har en egenresonansfrekvens på 55MHz, så mistanken falt på disse. De øvrige spolene som ble brukt i designet har egenresonanser ved langt høyere frekvenser. For å prøve å verifisere at denne virkningen virkelig skyldes disse DC-matingsspolene, ble det plassert en lik spole i parallell med disse. Dette vil ha den effekten at den samlede egenresonansfrekvensen vil halveres. Det ble observert at spenningsforløpet til drainspenningen endret seg da dette ble gjort, ved at taggene ble mindre fremtredende. Av denne grunn kan det konkluderes med at spolene sannsynligvis er opphavet til denne ringingen.

7.3.4 Inngangseffektdeler

Under målingene kom det fram at også tapet gjennom inngangseffektdeleren viste seg å være større enn det som ble antydnet under simuleringene. Tapet var 1.41dB og 1.49dB større til henholdsvis port 2 og 3. Noe av dette kommer av at refleksjonsfaktoren er noe større i målingene enn simuleringene, slik at mistilpasningstapet blir større. Fra ligning (2.5) og (2.6) ble det beregnet en økning i tapet som følge av mistilpasning på 0.23dB og 0.08dB for

henholdsvis port 1 og 2 under målingene. Dette forklarer ikke alt, og komponentvariasjoner og tap i komponentene står sannsynligvis for hoveddelen av det resterende tapet.

For å undersøke hvor tolerant inngangseffektdeleren er for endringer i komponentverdiene, blir det foretatt en simulering der den mest kritiske komponenten på 680nH (med $\pm 20\%$ toleranse) sveipes fra 544nH til 816nH. Resultatet vises i figur B10 i vedlegg. Det viser seg at spesielt amplituderresponsen kan avvike kraftig fra det ønskede resultatet. Dette kan være en avgjørende faktor for at målingene viser et større tap enn forventet gjennom inngangsdeleren.

Det som er positivt er at det er en forholdsvis god symmetri mellom de to utgangene. Fra tabell 6.2 kan man finne at det er en forskjell på 0.2dB mellom de respektive amplituderesponsene. Dette tilsvarer et forholdstall på ca 0.95, noe som er godkjent. Faseforskjellen mellom de to utgangene er 86.8° , altså forholdsvis nært målet på 90° . Det ble gjort forsøk på å bytte ut de valgte komponentene, men det viste seg at det beste resultatet ble oppnådd med de opprinnelig valgte komponentene. En viktig bemerkning er at tapet i denne inngangseffektdeleren har lite å si for forsterkerens linearitetsegenskaper og effektivitet. Derfor blir dette tapet godtatt i denne oppgaven.

7.3.5 Dohertyforsterker

Dohertyforsterkeren er en kompleks innretning, der flere deler skal virke sammen som en enhet. Det er mange ting som skal klaffe for at resultatet skal bli tilfredsstillende. Selv om alle bestanddelene i forsterkeren, bortsett fra peakforsterkeren, er undersøkt ved målinger tidligere, vil det ikke nødvendigvis være problemfritt å koble disse delene sammen. Derfor var det ikke så veldig overraskende at de praktiske resultatene tilkjennegav en langt dårligere forsterkning for Dohertyforsterkeren enn for hovedforsterkeren alene. Ser man på simuleringene, vil forsterkningen ved lave effekter riktignok ligge rundt 3dB lavere for Dohertyforsterkeren. De praktiske målingene viser derimot at den tilsvarende forskjellen er 8dB.

I dette tilfellet må man være oppmerksom på at simuleringsresultater og målinger ikke kan sammenlignes direkte. Dette kommer av at det er et større tap gjennom inngangseffektdeleren i praksis enn i det ideelle tilfellet med et "tap" på 3dB som er brukt under simuleringene. Det er for øvrig ikke helt presist å snakke om et tap i dette ideelle tilfellet, da et inngangssignal som blir delt likt mellom to utganger uansett vil ligge 3dB under inngangsnivået på de to

respektive utgangene. Dette innebærer at man må ta høyde for at kurvene som er plottet mot inngangseffekten er forskjøvet rundt 2dBm mot høyre når det gjelder målingene.

I tillegg til dette er ikke de to utgangene til inngangsdeleren tilpasset til nøyaktig 50Ω som under simuleringene og ved målingene på denne separat. Som nevnt i kapittel 6 ble ikke inngangstilpasningen til peakforsterkeren undersøkt under målingene. Derfor er det umulig å si hvor godt peakforsterkeren vil tilfredsstillende den forventede oppførselen. Dette er en stor kilde til usikkerhet. Målet om at lik effekt skal leveres til de to utgangene vil altså ikke bli tilfredsstilt. Dette ble simulert i kapittel 5.5.5, og fra figur 5.58 er det klart at hovedforsterkeren tilføres 15% mer effekt enn peakforsterkeren før denne begynner å virke. Ideelt sett ville det vært ønskelig at en enda større andel av effekten blir levert til hovedforsterkeren før peakforsterkeren begynner å bidra. Dette fordi *all* effekt som leveres til peakforsterkeren før den aktiveres, i bunn og grunn er tapt effekt. Det er altså store muligheter for å bedre forsterkerens egenskaper på dette området.

Ser man på effektforsterkningen til Dohertyforsterkeren før peakforsterkeren skal begynne å bidra, kommer det fram at en god del av effekten går tapt et eller annet sted i kretsen. Det er valgt å fokusere mest på tapt effekt som følge av reversstrøm i peakforsterkeren, som presentert i kapittel 5.5.5. I forbindelse med simuleringene som er gjort i dette nevnte kapitlet kom det fram at dette tapet utgjør 6% av utgangseffekten ved lave inngangseffekter. Uten at man kan si noe for sikkert, er det sannsynlig at dette tapet er større i praksis. Når man ser på hele forsterkeren er det nemlig utgangsnettverkene som er den mest kritiske delen av kretsen. For at forsterkeren skal fungere tilfredsstillende er det et krav at π -nettverket skal utføre sine impedansinverterende oppgaver på en god måte. I løpet av den berammede tidsperioden ble det ikke gjort grundige målinger på dette. Det ble derimot klart at nettverket fungerer bra *uten* peakforsterkeren tilkoblet, siden en impedans på 5.8Ω ble transformert til en impedans på ca 20Ω . For at π -nettverket skal presentere en riktig impedans til hovedforsterkerens transistor, er det avhengig av at peakforsterkerens bidrag er noenlunde i samsvar med teoretiske resultater. Samspillet mellom hoved- og peakforsterkeren er selve essensen i Dohertyforsterkerens virkemåte, og et avvik i en eller annen form i hovedforsterkerens adferd vil ha innvirkning på peakforsterkerens oppførsel, og vice versa. Derfor er sammenkoblingen mellom disse to forsterkerene kretsens mest kritiske område, så av denne grunn er det rimelig å anta at mye av forklaringen på effekttapet ligger her.

I tabell C5 vil man oppdage at det begynner å gå en målbar drainstrøm først ved 7dBm inngangseffekt. Under simulering ble det observert en tilsvarende drainstrøm allerede ved -2dBm inngangseffekt. Som nevnt før vil inngangsdeleren i praksis føre til at målinger og simuleringer som foretas mot inngangseffekten ikke harmonerer. Uansett vil ikke dette misforholdet være så stort som 9dBm, som i dette tilfellet. Dette er nok en indikasjon på at transistormodellen som brukes under simuleringer ikke er helt bra. Noe av forskjellen mellom simuleringer og målinger vil naturligvis skyldes dette.

Lineariteten til Dohertyforsterkeren er faktisk bedre i praksis enn det som ble funnet i simuleringene. 1dB-kompresjonspunktet ble under målingene beregnet til å inntreffe ved 22dBm inngangseffekt, mens den tilsvarende simulerte verdien var 12dBm inngangseffekt. Det senere påslaget av peakforsterkeren under målingene kan ha bidratt til at kompresjonspunktet ble forskjøvet.

Når det gjelder de forskjellige spenningsforløpene, er det først og fremst drain-source-spenningene som er verdt å dvele ved. Ved 20dBm inngangseffekt er denne spenningskurven veldig deformert både for hoved- og peakforsterkerens del. Som nevnt i kapittel 7.3.3 skyldes denne ringingen sannsynligvis DC-matingsspolene.

7.4 Dohertyforsterker kontra klasse B-forsterker

Dette delkapittelet er mer eller mindre en oppsummering av det som kom frem i kapittel 7.3, og de fleste årsakene til avvikene mellom Dohertyforsterkeren og klasse B-forsterkeren er allerede beskrevet i forrige delkapittel. Dohertyteknikken skal i teorien bidra til å øke effektiviteten i forhold til en konvensjonell forsterker. Grunnet flere av momentene som er beskrevet i kapittel 7.3, vil derimot effektiviteten til Dohertyforsterkeren i praksis ligge en del under effektiviteten til hovedforsterkeren alene. Ved 1dB-kompresjonspunktet vil den beregnede PAE være på 30.3% for Dohertyforsterkeren, mens den er tilsvarende verdien er 38.9% for hovedforsterkeren. Dette avviket skyldes nok flere faktorer, både drainstrømmen og utgangseffekten vil være forskjellige i de to tilfellene. Simuleringene og målingene av PAE har vist seg å ikke være særlig sammenfallende i de foregående undersøkelsene, og heller ikke i denne situasjonen er dette tilfellet. Maksimal simulert PAE, ligger på rundt 50%, altså langt høyere enn den målte verdien. Dette skyldes som sagt avvik i drainstrømmene og utgangseffekten.

Tar man hensyn til at inngangseffektdeleren antas å ha et "tap" på 5dB til hver av utgangene, vil 1dB-kompresjonspunktet forskyves med ca 7dBm i favør Dohertyforsterkeren. Dette er en av de få egenskapene til den realiserte Dohertyforsterkeren som er bedre enn for den undersøkte klasse-B forsterkeren.

8. Konklusjon

Denne oppgaven har tatt for seg et teoretisk og praktisk studium av en Dohertyforsterker. Oppgaven er en videreføring av en tidligere prosjektoppgave, men undertegnede hadde ikke foretatt noe forarbeid i forbindelse med oppgaven. Derfor var det innledningsvis nødvendig å lese gjennom en god del litteratur for å sette seg inn i oppgavens innhold. Samtidig var det påkrevet å lære seg simuleringsverktøyet ADS. Dette var svært lærerikt, spesielt ble det oppnådd en mye klarere forståelse for generell forsterkerteori enn det var gjort på forhånd.

For å forstå hvordan Dohertyforsterkeren fungerer, var det nødvendig å bokstavelig talt plukke forsterkeren fra hverandre. I denne oppgaven ble først tre deler av Dohertyforsterkeren simulert og realisert. Den kanskje viktigste konklusjonen som kan trekkes i forbindelse med dette, er at det kan forekomme til dels store avvik mellom simuleringer og praktiske målinger. Spesielt viste det seg å være store forskjeller mellom den fysiske transistoren som ble brukt i designet og transistormodellen som ble brukt i simuleringsprogrammet. Dette var spesielt påtagende når det gjaldt drainstrømmen. Siden dette også ble erfart av flere, kan man nok trygt konkludere med at det først og fremst er transistormodellen som er unøyaktig, og ikke målingene i seg selv. Det ble også observert større tap gjennom enkelte deler av kretsen i praksis enn det som ble simulert.

Den realiserte Dohertyforsterkeren viste seg å fungere dårligere enn forventet. Nå skal det sies at siden det er mange bestanddeler som skal samarbeide i en Dohertyforsterker, var det ikke overraskende at forsterkeren ikke fungerte optimalt. I forhold til målingene på en vanlig klasse B-forsterker (hovedforsterkeren), var PAE til Dohertyforsterkeren ca 8.6 prosentpoeng dårligere ved 1dB-kompresjonspunktet. Lineariteten var derimot bedre, ved at 1dB-kompresjonspunktet ble forskjøvet med ca 7dBm for Dohertyforsterkerens del. Det ble funnet ut at det var en god del mer tap gjennom Dohertyforsterkeren i praksis enn under simuleringene (hele 5dB ved lave inneffekter). Siden det ikke var tid til grundigere undersøkelser av selve Dohertyforsterkeren, ble det ikke funnet ut hvorfor dette tapet var så stort. En teori er derimot at peakforsterkeren ikke fungerer optimalt.

Dette arbeidet har først og fremst tatt sikte på å realisere en enkel Dohertyforsterker for å undersøke hvordan den vil fungere i praksis. Grunnet den relativt korte tidsperioden som var til rådighet, ble det dessverre for lite tid til å foreta grundige undersøkelser på selve

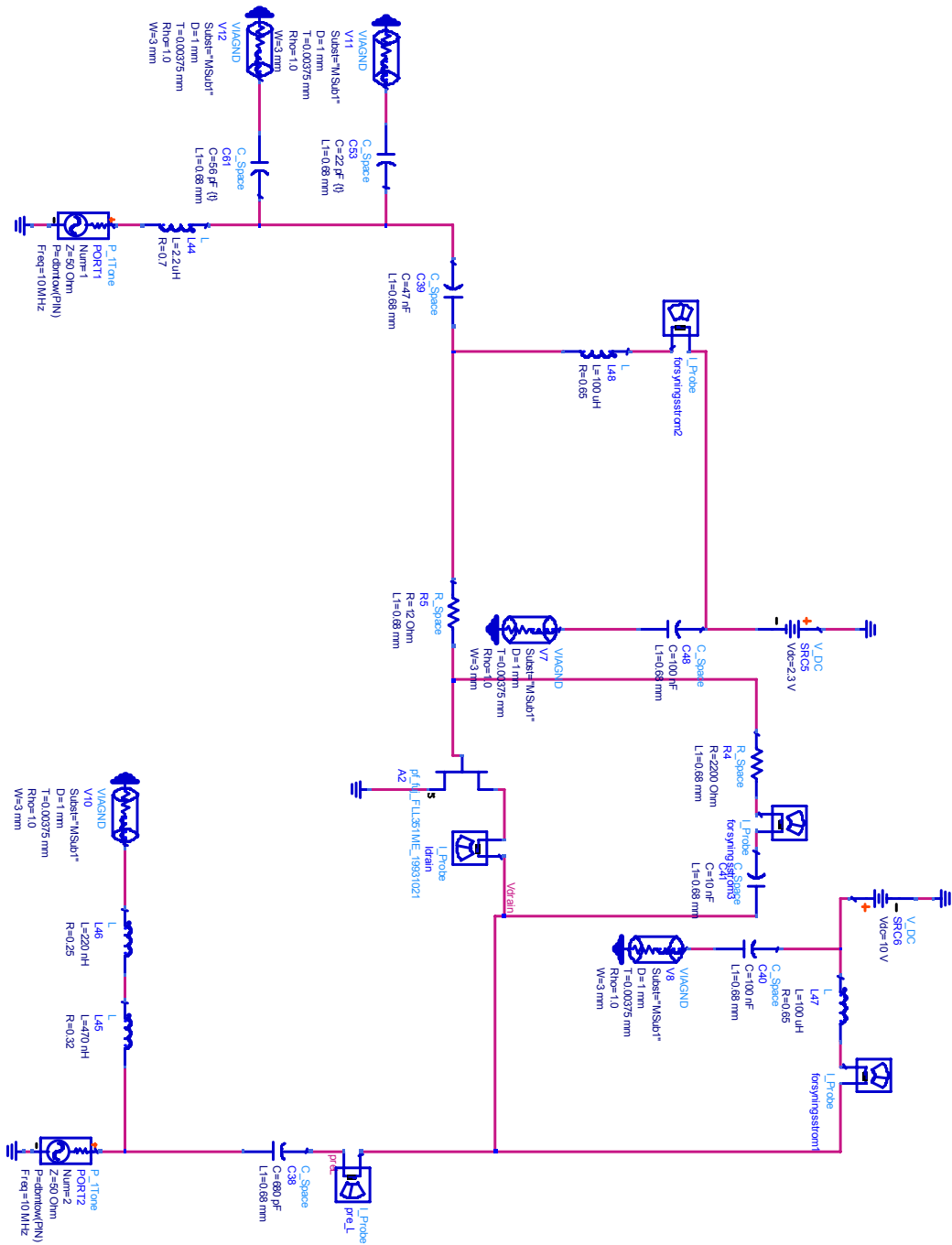
Dohertyforsterkeren. Det er altså mange muligheter for å foreta mer omhyggelige undersøkelser for å bedre Dohertyforsterkerens egenskaper i praksis. Dette kan for eksempel være å finne en bedre måte for å slå på peakforsterkeren. Andre løsninger for å foreta deling av signalet mellom hovedforsterkeren og peakforsterkeren kan også utredes. Dessuten har denne oppgaven operert med en arbeidsfrekvens på 10MHz, noe som ikke er veldig aktuelt i praksis. Å realisere en Dohertyforsterker ved langt høyere frekvenser kan være en vei å gå.

9. Referanser

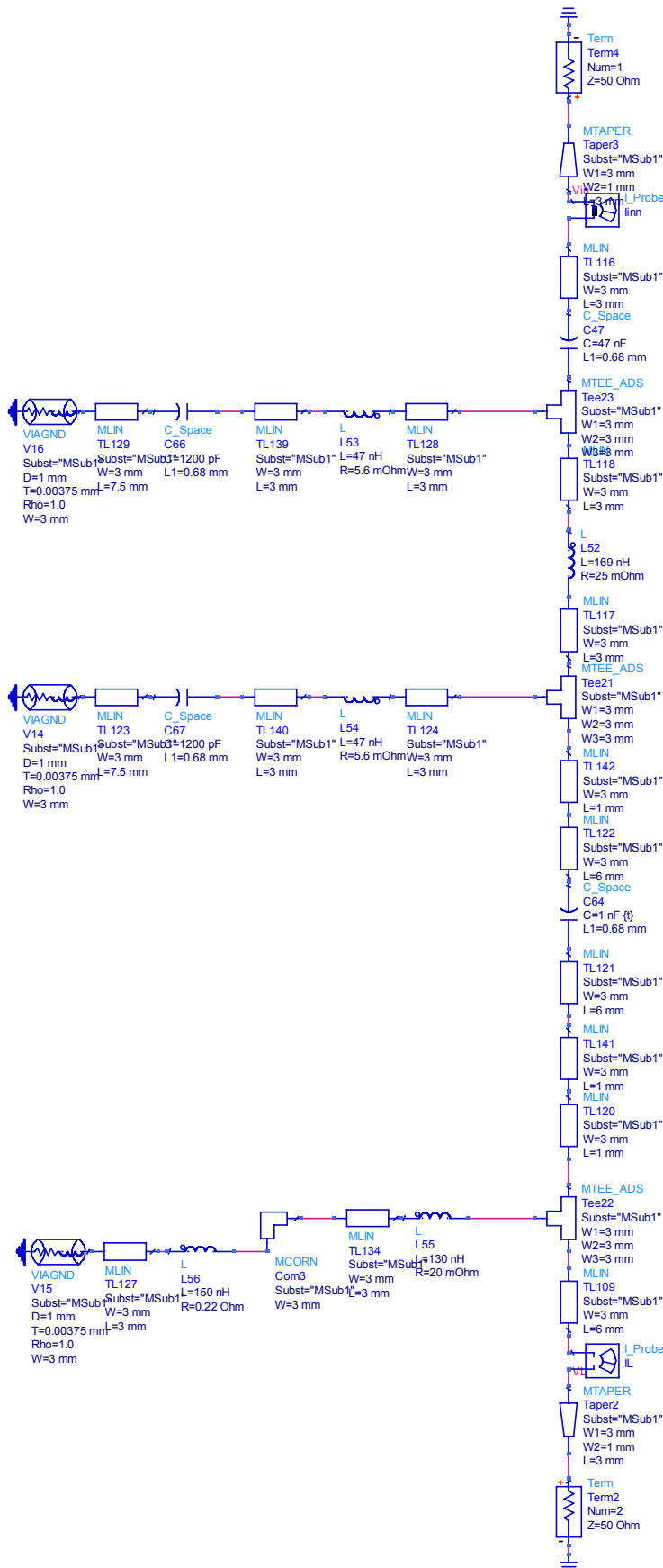
- [1] W.H.Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves", Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 24, No. 9, September 1936
- [2] Theodore Rappaport, "Wireless Communications: Principle and practice, 2nd edition", Prentice Hall, 2001
- [3] Rune Bekkevold, "1.0 MHz Doherty-forsterker", Prosjektoppgave i TTT4720 Radiosystemer Fordypning, NTNU, 2004
- [4] David M. Pozar, "Microwave and RF Design of Wireless Systems", John Wiley & Sons, Inc, 2001
- [5] Webside: <https://ewhdbks.mugu.navy.mil/vswr.pdf> (09.06.2006)
- [6] Steve C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, Inc, 1999
- [7] C. Tongchoi, M. Chongcheawchamnan & A. Worapishet, "Lumped element based Doherty power amplifier topology in CMOS process", Microelectronics Research Center (MMRC), Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand, 2003
- [8] E. James Angelo. Jr., "Electronics: BJTs, FETs, and Microcircuits", McGraw-Hill, Inc, 1969
- [9] Reinhold Ludwig & Pavel Bretchko, "RF Circuit Design – Theory and Applications", Prentice-Hall, Inc, 2000
- [10] Frederick H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kenington, Zoya B. Popovich, Nick Pothecary, John F. Sevic and Nathan O. Sokal, "RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies –Part 5", High Frequency Electronics, 2004
- [11] Webside: http://eesof.tm.agilent.com/pdf/amp_ss.pdf (09.06.2006)
- [12] Webside: <http://sujan.hallikainen.org/BroadcastHistory/uploads/WeWhasXmtr.jpg> (09.06.2006)
- [13] Western Electric Transmitters publikasjon, "A development of Bell Telephone Laboratories – The Doherty Amplifier", ca 1942
- [14] F.H. Raab, "Efficiency of Doherty RF power-amplifier systems," IEEE. Trans. Broadcast., vol. BC-33, pp. 77–83, Sept. 1987
- [15] Peter K. Kenington, "High-Linearity RF Amplifier Design", Artech House Books, 2000

- [16] Øystein Jensen, "Konstruksjon av Klasse F effektforsterker", Prosjektoppgave i TTT4720 Radiosystemer Fordypning, NTNU, 2005
- [17] Kjell Aamo, "TTT4165 Radioteknikk 2005. Måleteknikk Automatisk Nettverksanalysator (ANA). Kopi av noen "lysark" benyttet i forelesning 01.02.2005", NTNU, 2005

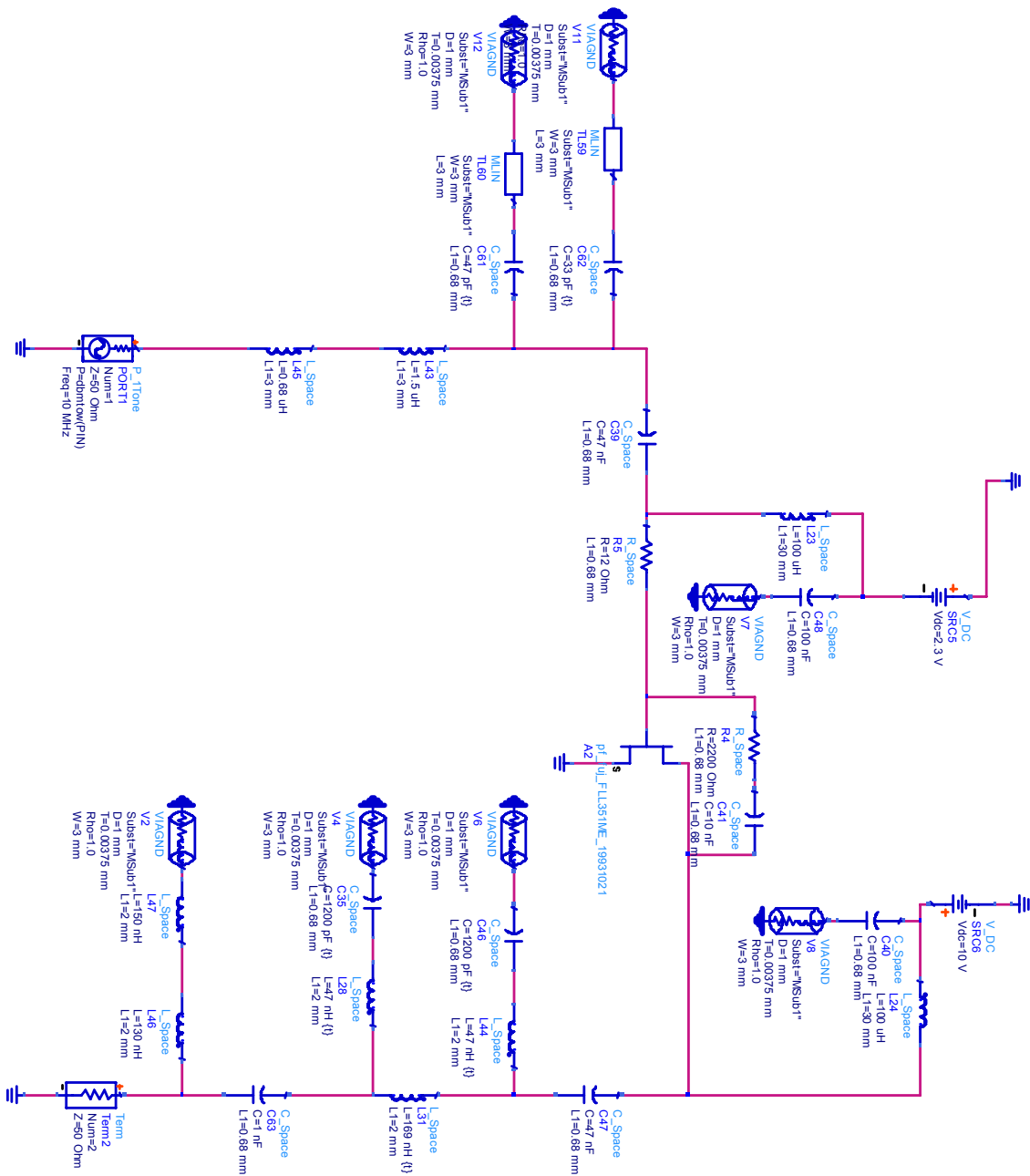
Vedlegg A: Kretsskjemaer og utlegg



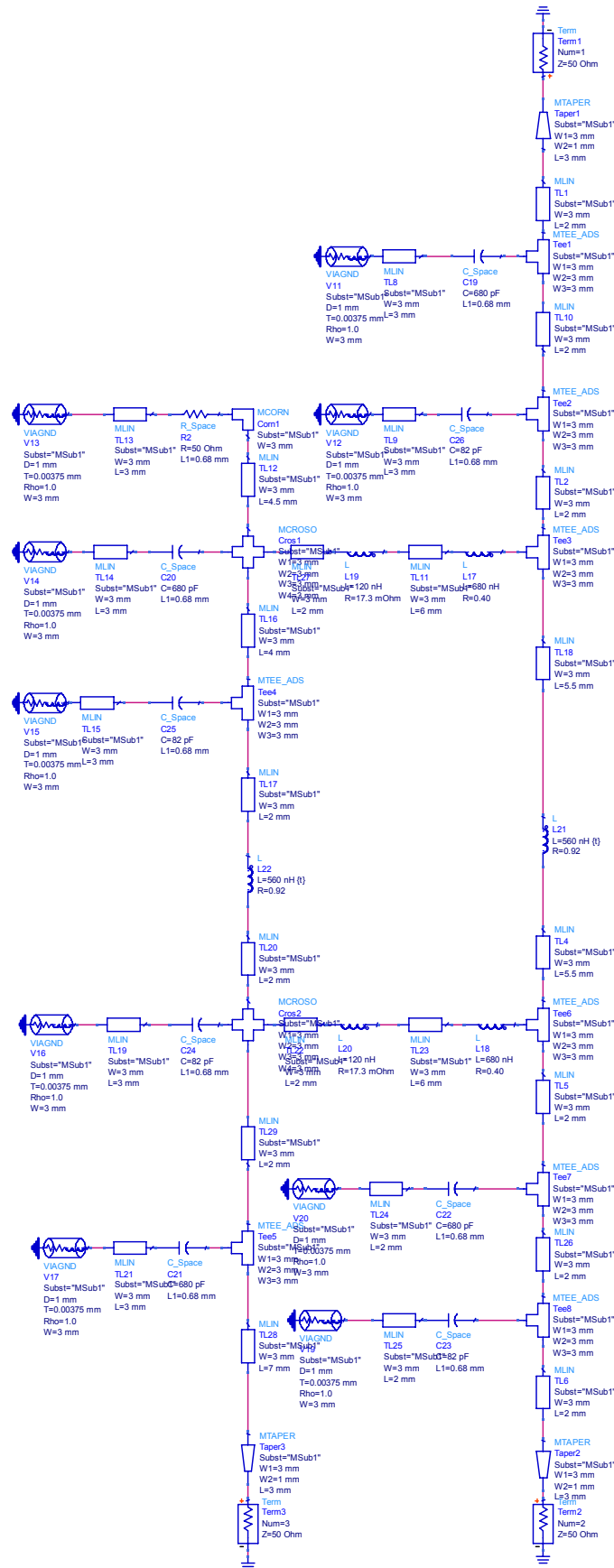
Figur A1 Kretsskjema over hovedforsterker uten π -nettverk, tilpasset til 22.8Ω .



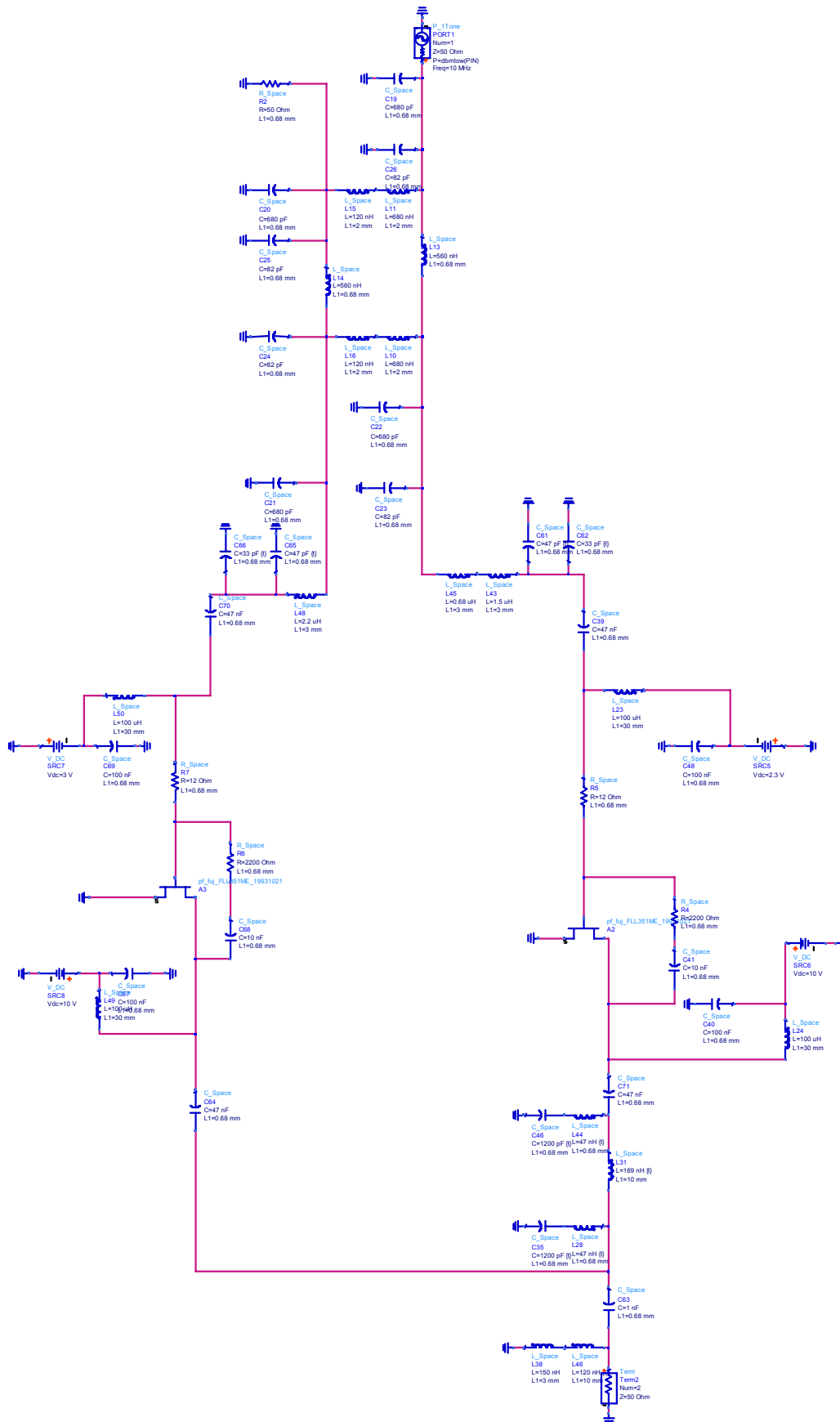
Vedlegg A2 Kretsskjema over forsterkerens π -nettverk og utgangstilpasning med microstriplinjer.



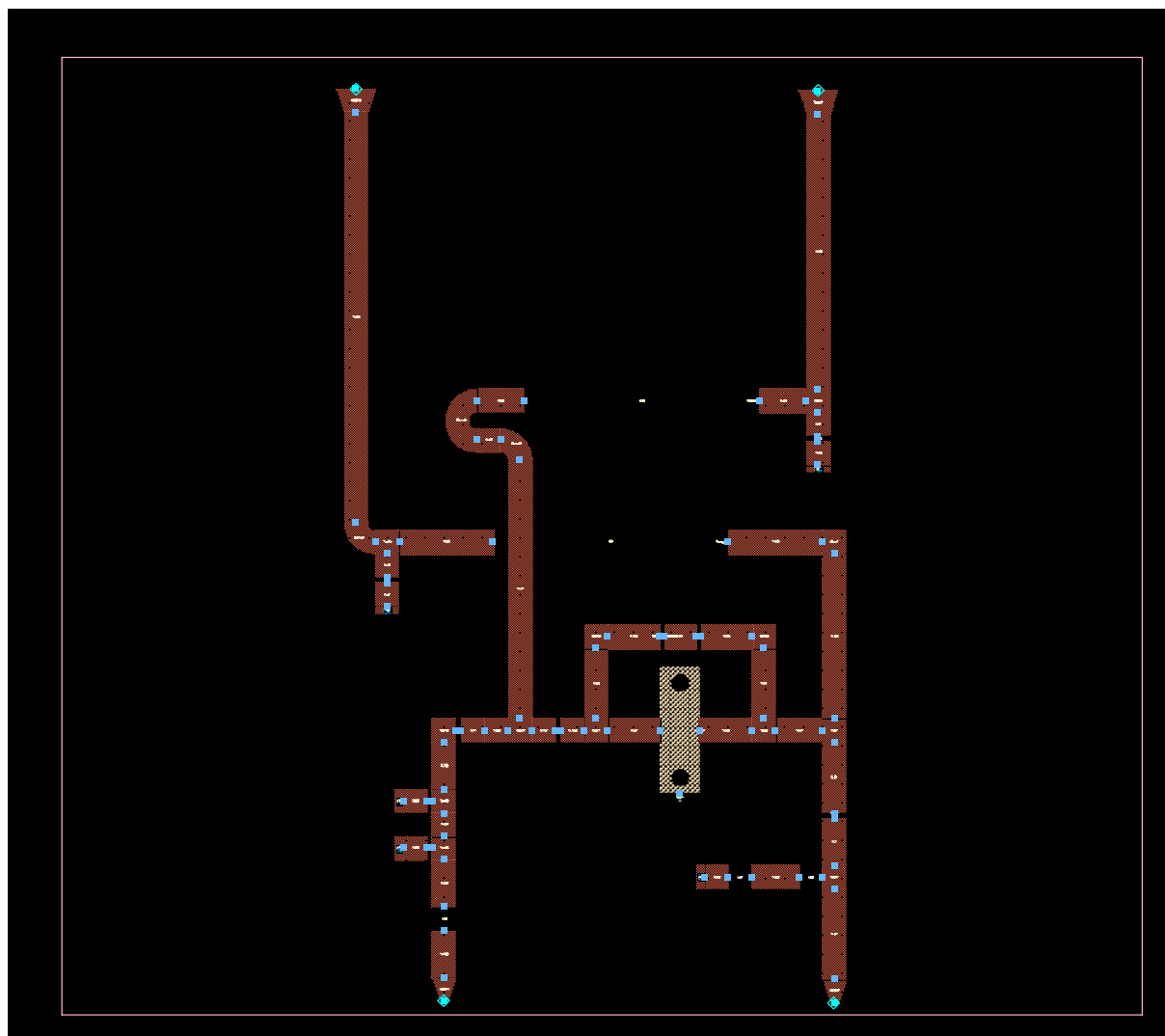
Figur A3 Kretsskjema over hovedforsterker med π -nettverk, tilpasset til 5.7 Ω .



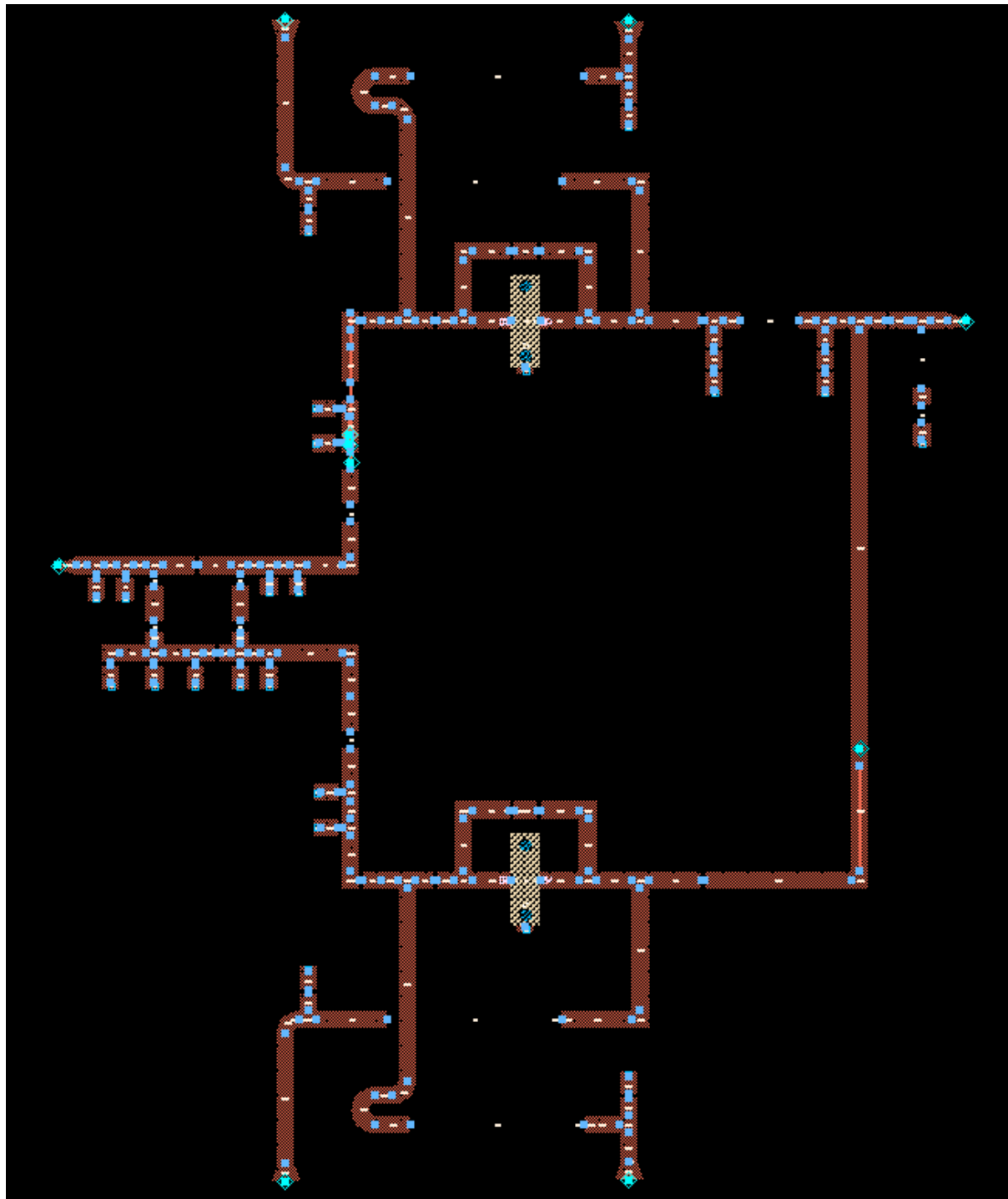
Figur A4 Kretsskjema over inngangseffektdeler med microstriplinjer.



Vedlegg A5 Krettskjema av Dohertyforsterkeren.

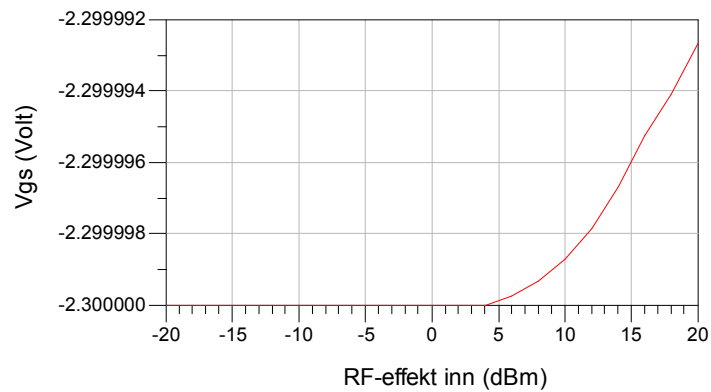


Figur A6 Kretskortutlegg hovedforsterker uten π -nettverk, tilpasset til 22.8Ω .

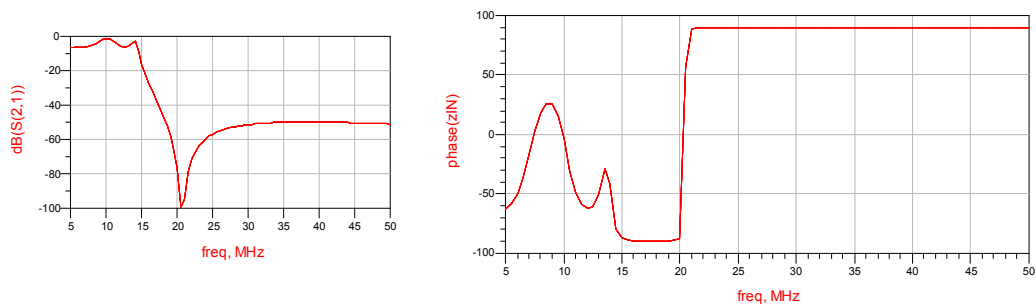


Vedlegg A7 Utlegg av Dohertyforsterkeren.

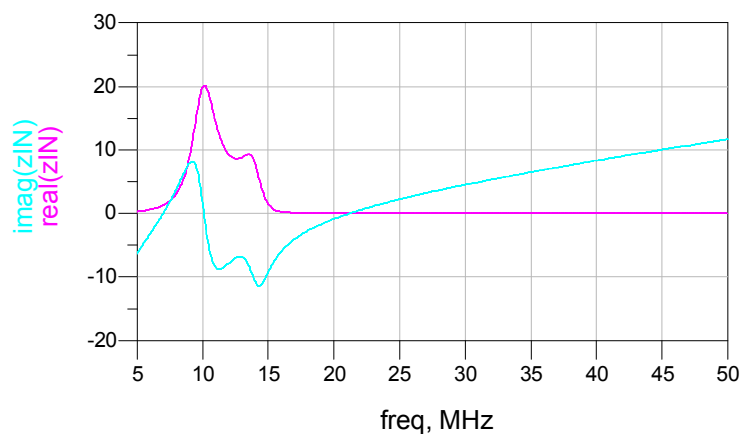
Vedlegg B: Figurer fra simuleringer



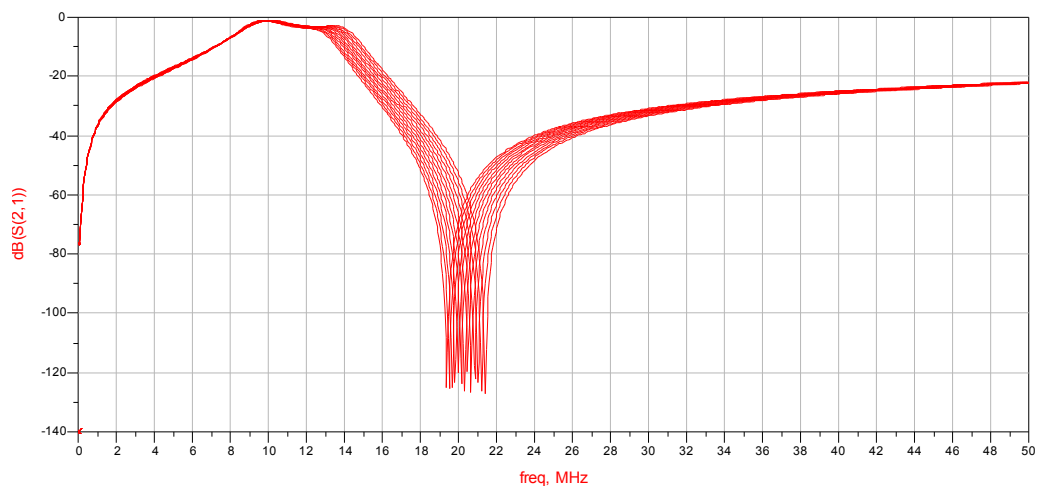
Figur B1 Gate-source spenningen som funksjon av inngangseffekten.



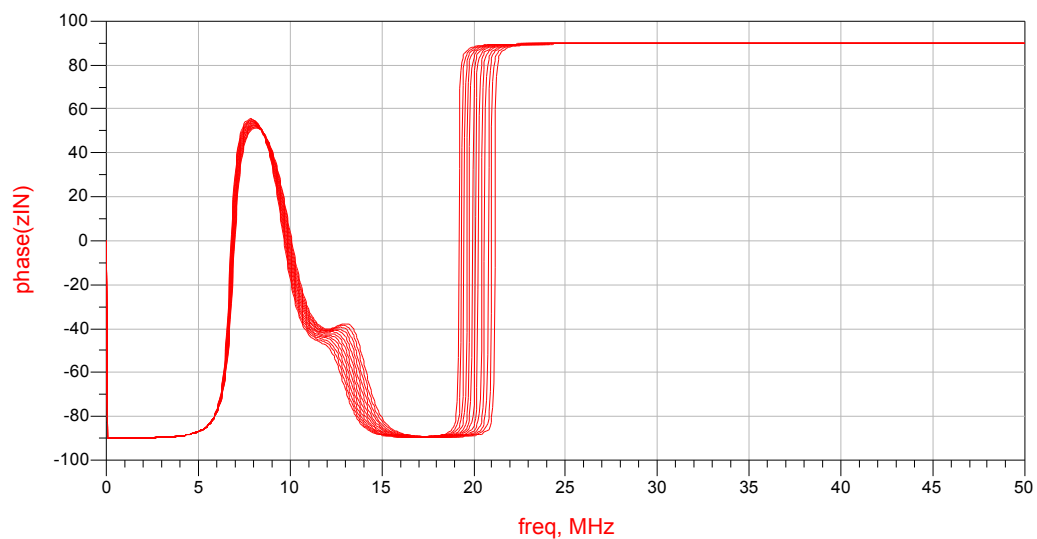
Figur B2 Amplitude- og faserespons til hovedforsterkerens π -nettverk med realiserte komponenter.



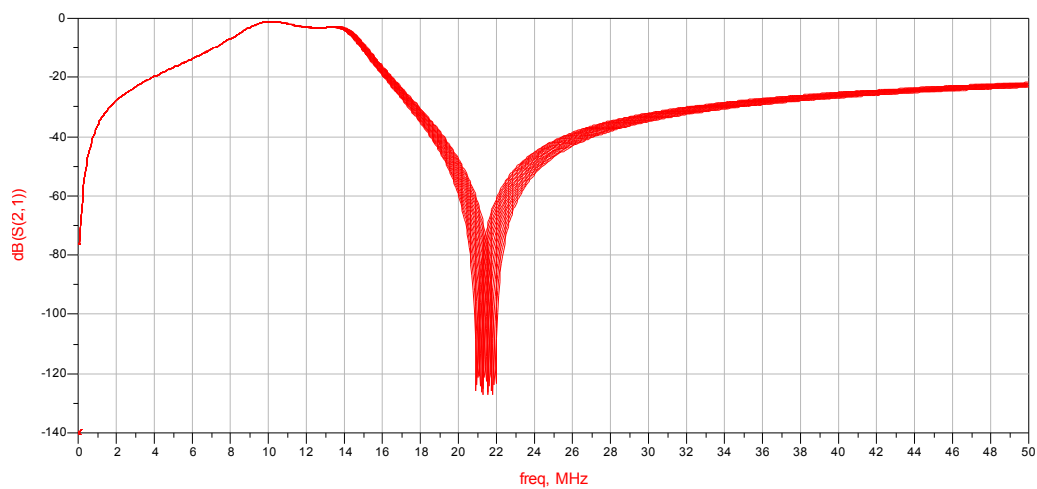
Figur B3 Impedans sett inn på hovedforsterkerens π -nettverk med realiserte komponenter..



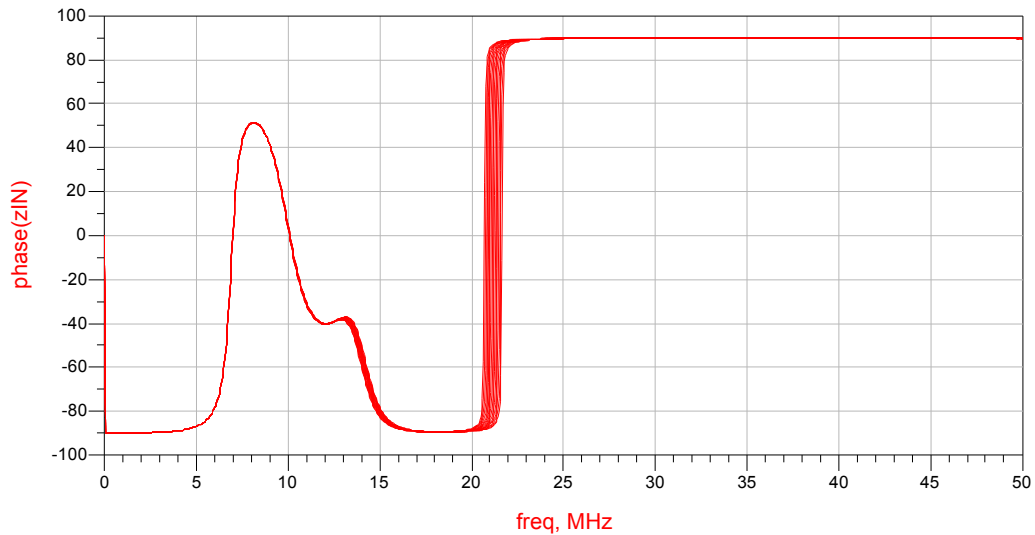
Figur B4 π -nettverkets amplituderrespons som funksjon av varierende kapasitanser.



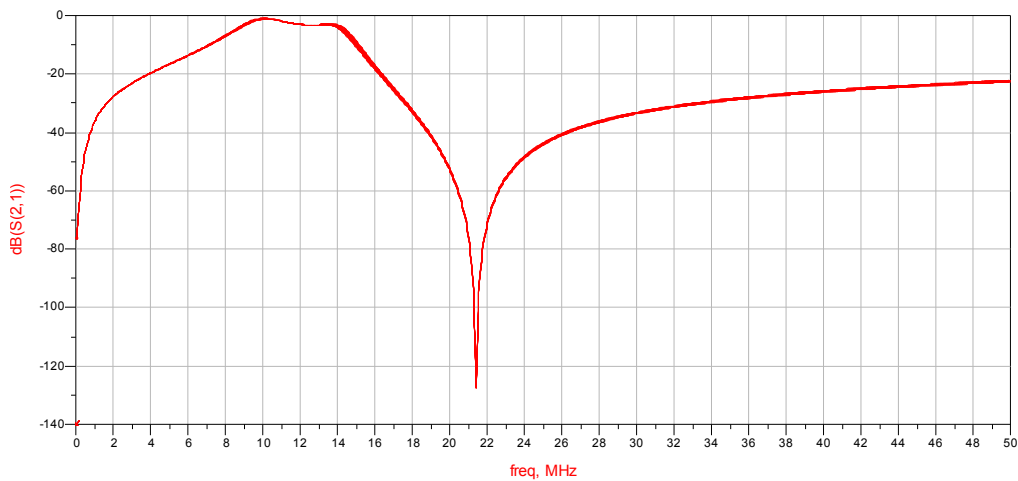
Figur B5 π -nettverkets faserespons som funksjon av varierende kapasitanser.



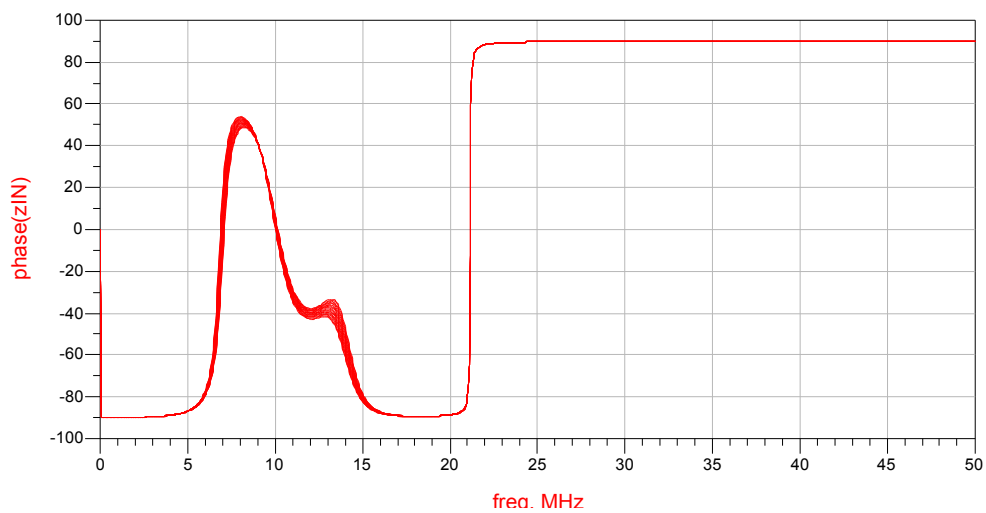
Figur B6 π -nettverkets amplituderrespons som funksjon av varierende induktanser.



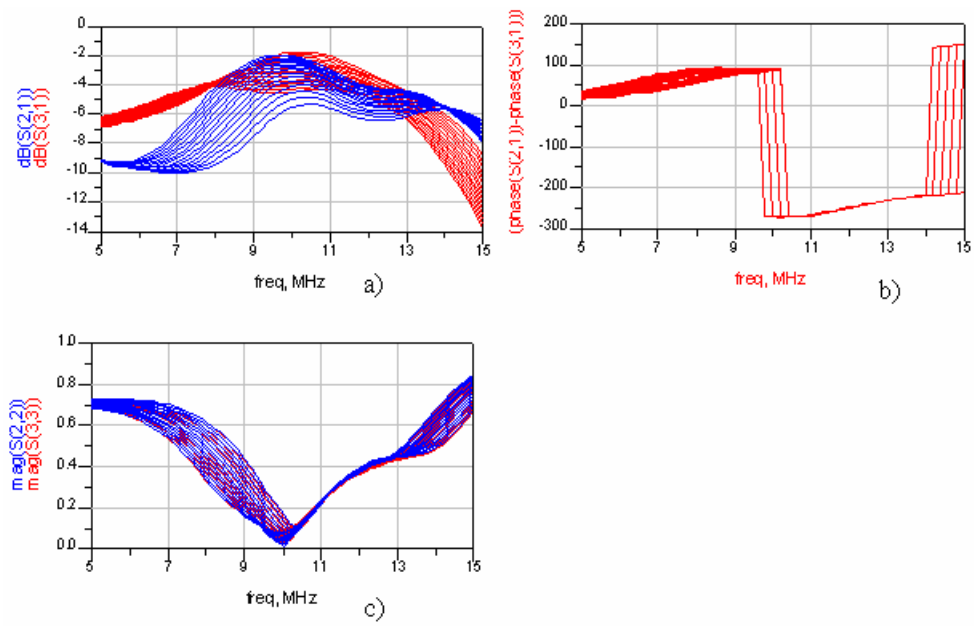
Figur B7 π -nettverkets faserespons som funksjon av varierende induktanser.



Figur B8 π -nettverkets amplituderespons som funksjon av varierende induktans i utgangstilpasningen.

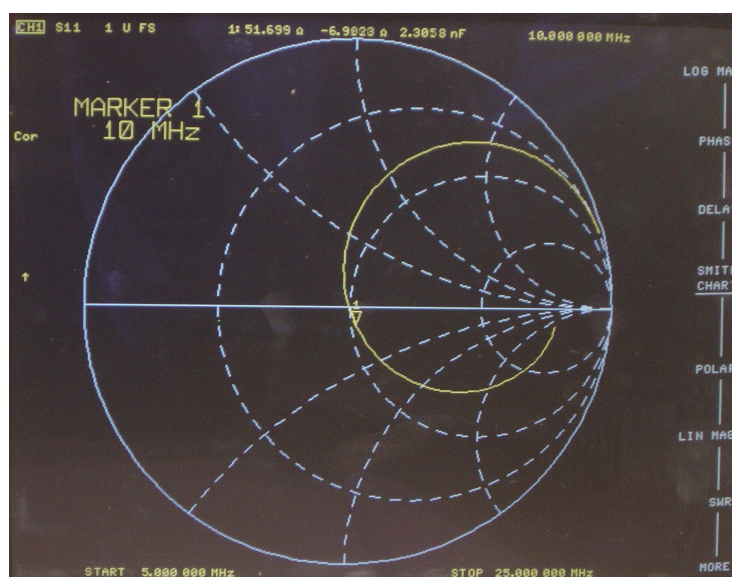


Figur B9 π -nettverkets faserespons som funksjon av varierende induktans i utgangstilpasningen.



Figur B10 Simulering av inngangseffektdeler med spolene med verdiene 680nH i figur A4 sveipet fra 544nH-816nH a) Amplituderrespons b) Relativ fase mellom de to utgangene c) Refleksjonsfaktor.

Vedlegg C: Resultater fra praktiske målinger



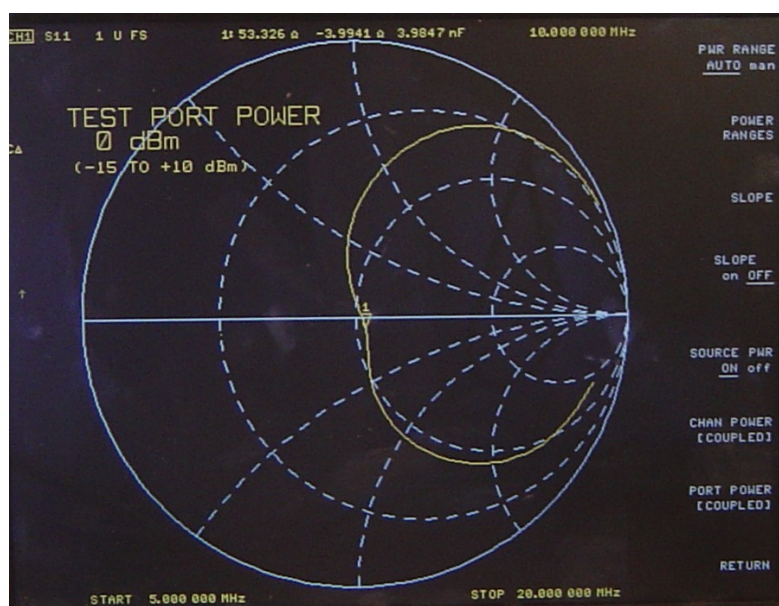
Figur C1 Målt S11 sett fra hovedforsterkerens inngang uten π -nettverk.



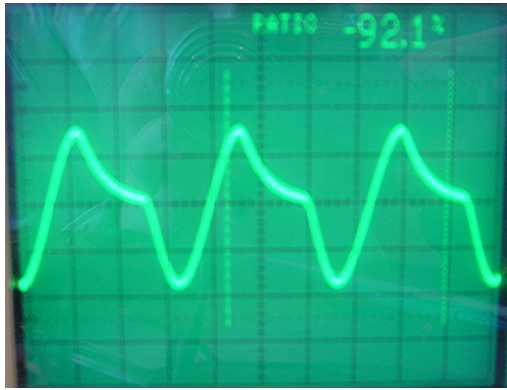
Figur C2 Målt S11 sett fra transistoren for hovedforsterker uten π -nettverk.



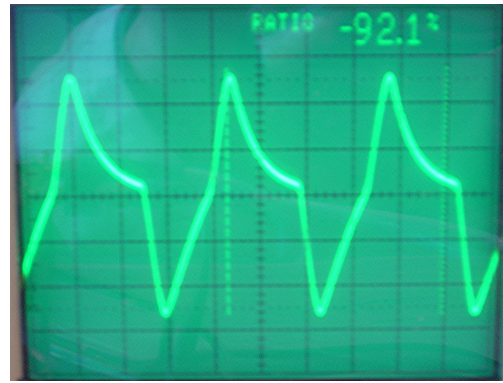
Figur C3 Målt S11 sett inn på π -nettverket



Figur C4 Målt S11 sett fra hovedforsterkerens inngang med π -nettverk.



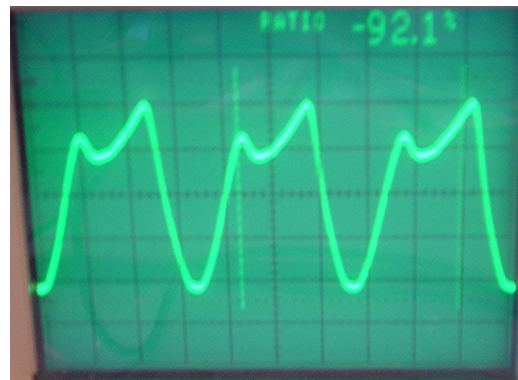
Figur C5 Målt spenning over last ved 0dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



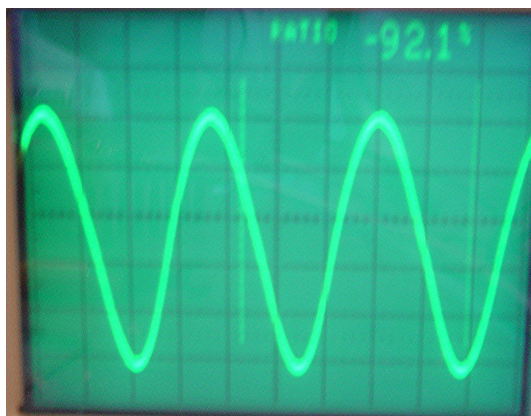
Figur C6 Målt spenning over last ved 10dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



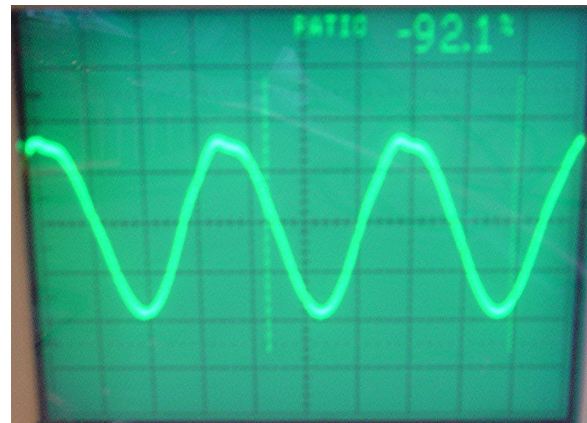
Figur C7 Målt drain-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



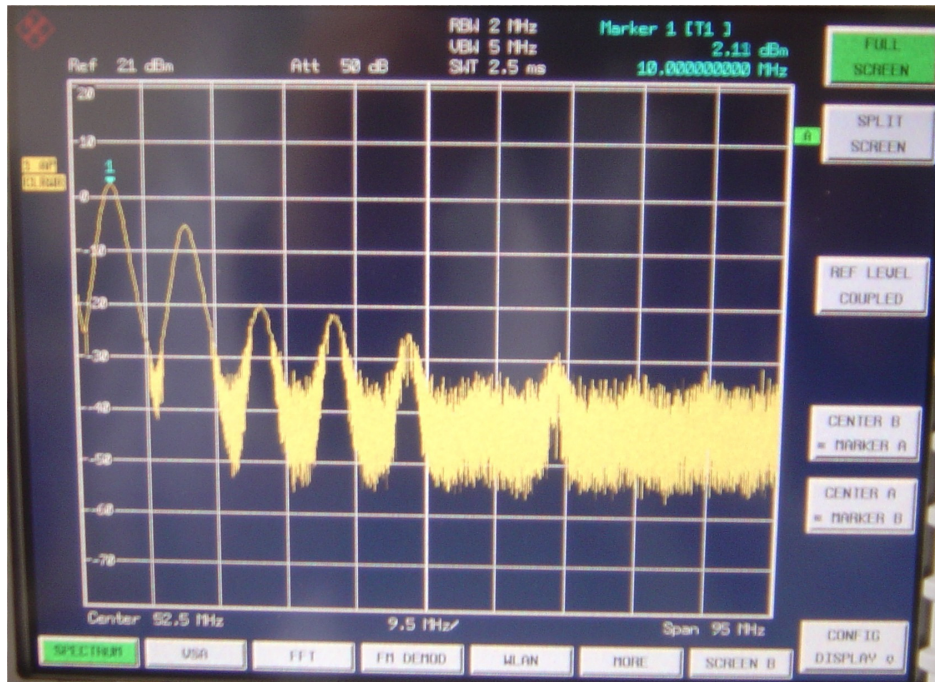
Figur C8 Målt drain-source spenning ved 10dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



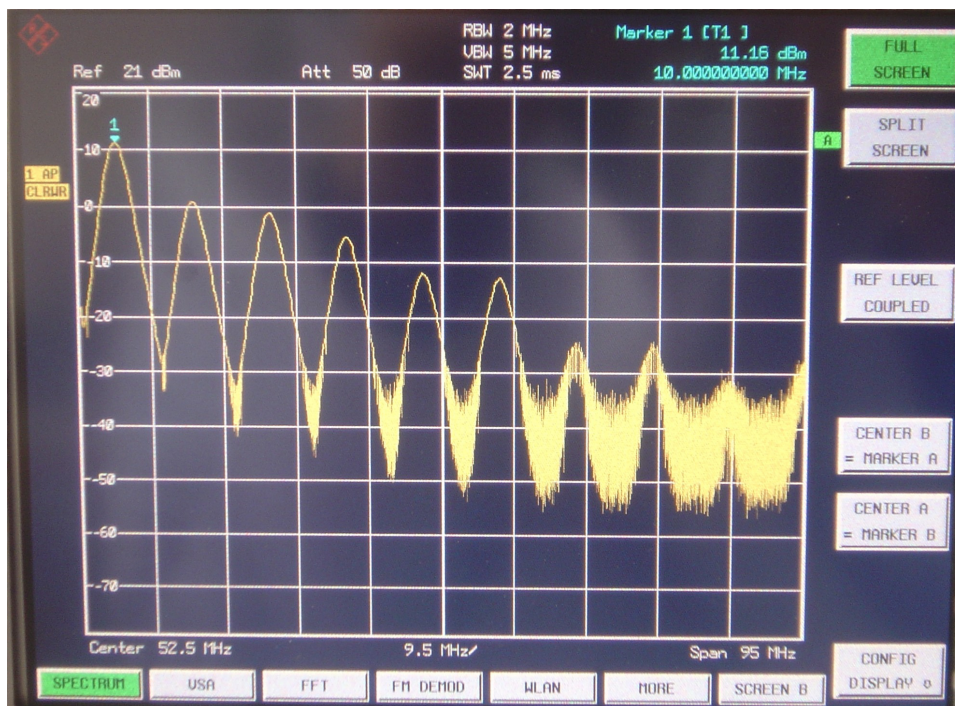
Figur C9 Målt gate-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



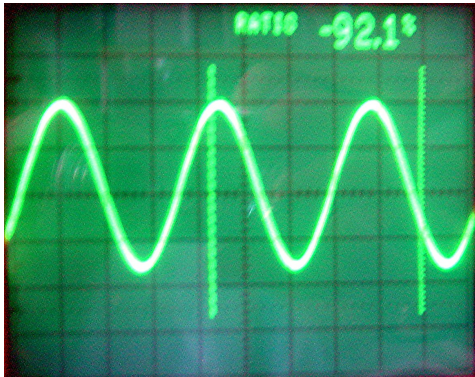
Figur C10 Målt gate-source spenning ved 10dBm inngangseffekt, uten π -nettverk



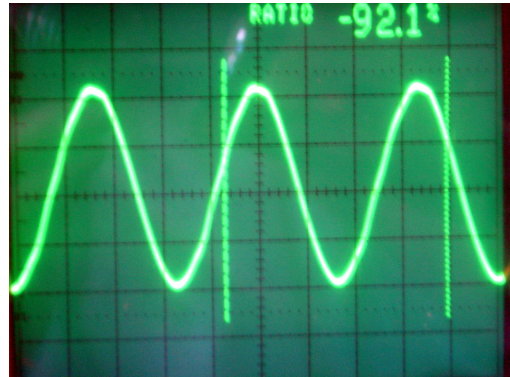
Figur C11 Effektspektrum ved 0dBm inngangseffekt, uten π -nettverk.



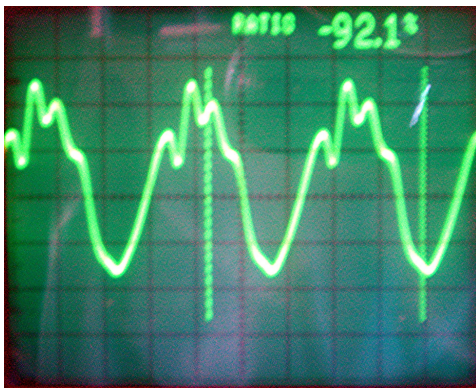
Figur C12 Effektspektrum ved 10dBm inngangseffekt, uten π -nettverk.



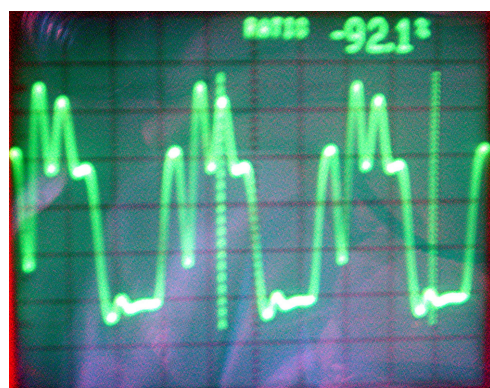
Figur C13 Målt spenning over last ved 0dBm inngangseffekt, med π -nettverk



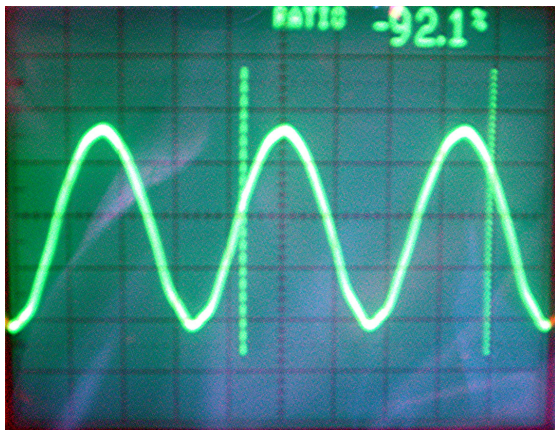
Figur C14 Målt spenning over last ved 10dBm inngangseffekt, med π -nettverk



Figur C15 Målt drain-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, med π -nettverk



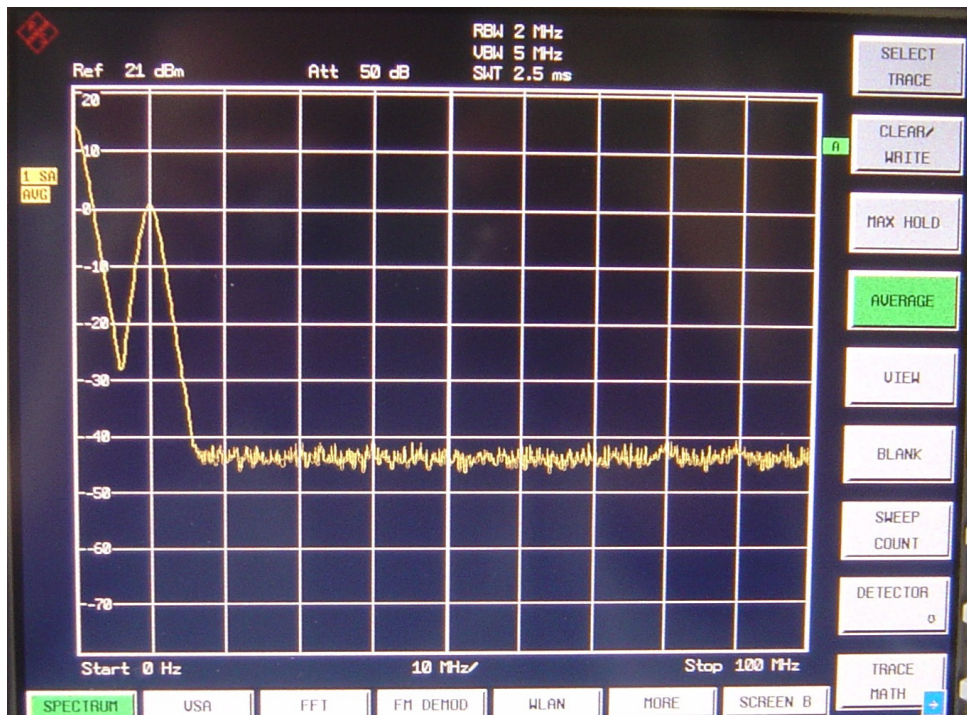
Figur C16 Målt drain-source spenning ved 10dBm inngangseffekt, med π -nettverk



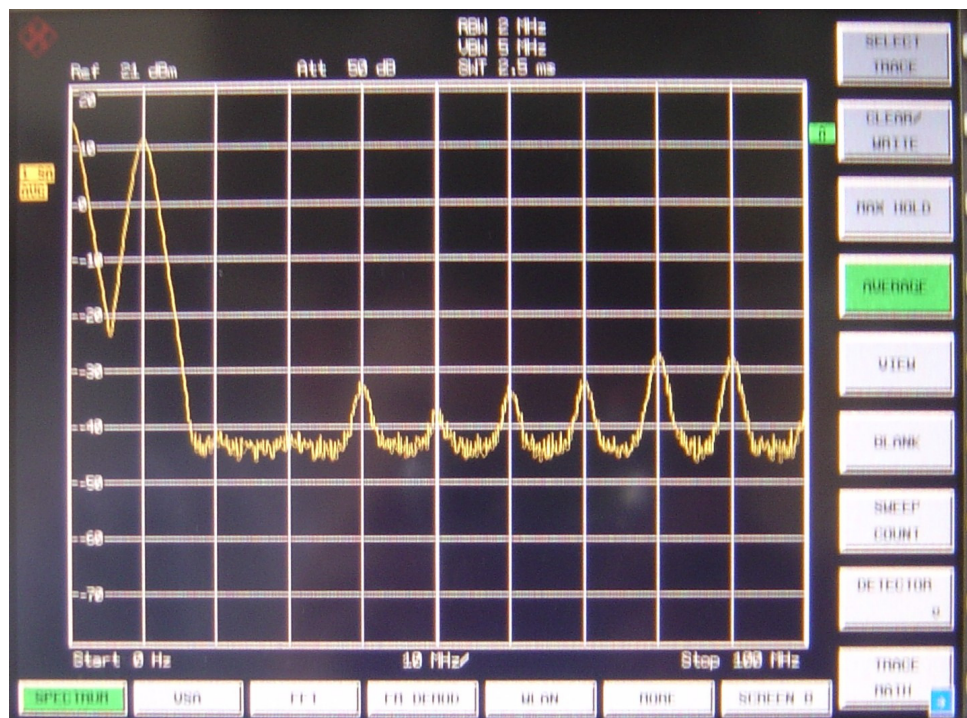
Figur C17 Målt gate-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, med π -nettverk



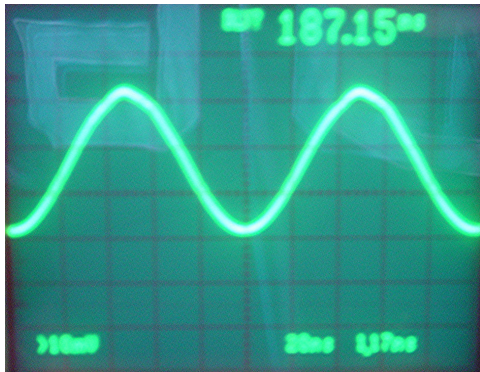
Figur C18 Målt gate-source spenning ved 10dBm inngangseffekt, med π -nettverk



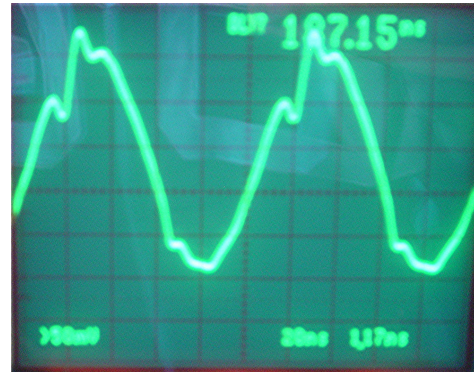
Figur C19 Effektspektrum ved 0dBm inngangseffekt, med π -nettverk.



Figur C20 Effektspektrum ved 10dBm inngangseffekt, med π -nettverk.



Figur C21 Målt spenning over last ved 0dBm inngangseffekt, Dohertyforsterker



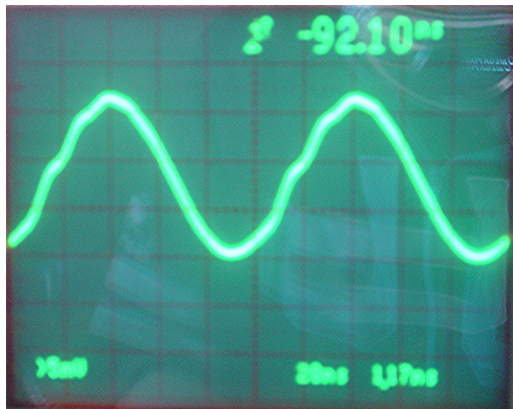
Figur C22 Målt spenning over last ved 20dBm inngangseffekt, Dohertyforsterker



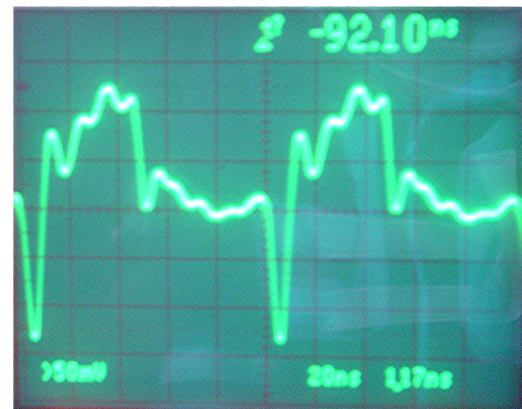
Figur C23 Målt drain-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, hovedforsterker



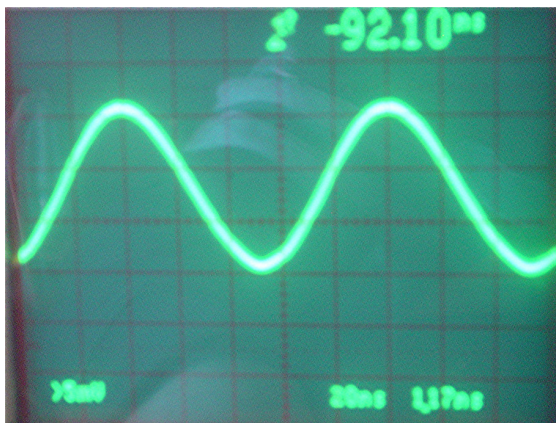
Figur C24 Målt drain-source spenning ved 20dBm inngangseffekt, hovedforsterker



Figur C25 Målt drain-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, peakforsterker



Figur C26 Målt drain-source spenning ved 20dBm inngangseffekt, peakforsterker



Figur C27 Målt gate-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, hovedforsterker



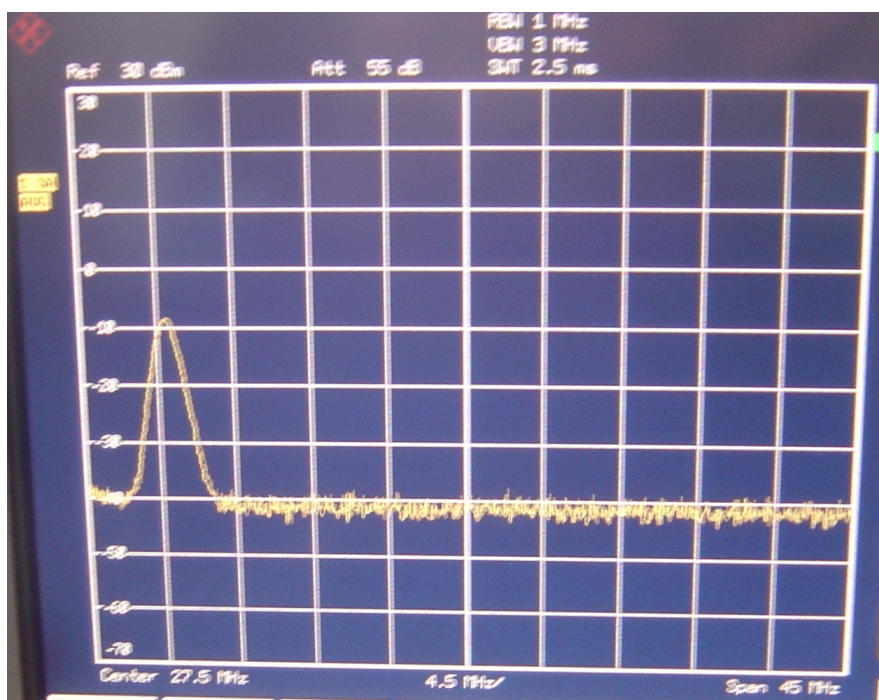
Figur C28 Målt gate-source spenning ved 20dBm inngangseffekt, hovedforsterker



Figur C29 Målt gate-source spenning ved 0dBm inngangseffekt, peakforsterker



Figur C30 Målt gate-source spenning ved 20dBm inngangseffekt, peakforsterker



Figur C31 Effektspektrum ved 0dBm inngangseffekt, Doherty.



Figur C32 Effektspektrum ved 20dBm inngangseffekt, med π -nettverk.

Tabell C1 Inngangsimpedans til hovedforsterker uten π -nettverk

Påtrykt effekt	Inngangsimpedans [Ω]
-20dBm	45.6-j17.3
-18dBm	45.6-j17.2
-16dBm	45.8-j17
-14dBm	46.1-j16.7
-12dBm	46.2-j16.4
-10dBm	47.6-j15.5
-8dBm	49.2-j14.4
-6dBm	50.8-j13.2
-4dBm	52-j12
-2dBm	52.7-j11.1
0dBm	53.3-j10.4

Tabell C2 Inngangsimpedans til hovedforsterker med π -nettverk

Påtrykt effekt	Inngangsimpedans [Ω]
-20dBm	48.4-j4.4
-18dBm	48.5-j4.5
-16dBm	48.6-j4.5
-14dBm	48.8-j4.5
-12dBm	49.1-j4.5
-10dBm	49.6-j4.4
-8dBm	50.4-j4.0
-6dBm	50.5-j4.5
-4dBm	51.4-j4.0
-2dBm	52.3-j3.8
0dBm	53.3-j4.0

Tabell C3 Utgangseffekt, forsterkning, drainstrøm og PAE til hovedforsterker uten π -nettverk

Påtrykt effekt	Utgangseffekt	Effektførsterkning	Drainstrøm	PAE
-20dBm	1.5dBm	21.5dB	14mA	1.00 %
-19dBm	2.5dBm	21.5dB	14mA	1.27 %
-18dBm	3.5dBm	21.5dB	15mA	1.49 %
-17dBm	4.5dBm	21.5dB	15mA	1.88 %
-16dBm	5.5dBm	21.5dB	16mA	2.22 %
-15dBm	6.5dBm	21.5dB	18mA	2.48 %
-14dBm	7.5dBm	21.5dB	19mA	2.96 %
-13dBm	8.6dBm	21.6dB	21mA	3.45 %
-12dBm	9.6dBm	21.6dB	23mA	3.97 %
-11dBm	10.7dBm	21.7dB	24mA	4.90 %
-10dBm	11.8dBm	21.8dB	27mA	5.61 %
-9dBm	12.8dBm	21.8dB	31mA	6.15 %
-8dBm	14.0dBm	22.0dB	34mA	7.39 %
-7dBm	15.1dBm	22.1dB	39mA	8.30 %
-6dBm	16.2dBm	22.2dB	44mA	9.47 %
-5dBm	17.3dBm	22.3dB	48mA	11.19 %
-4dBm	18.3dBm	22.3dB	55mA	12.29 %
-3dBm	19.4dBm	22.4dB	61mA	14.28 %
-2dBm	20.4dBm	22.4dB	68mA	16.12 %
-1dBm	21.4dBm	22.4dB	76mA	18.16 %
0dBm	22.5dBm	22.5dB	85mA	20.92 %
1dBm	23.6dBm	22.6dB	95mA	24.11 %
2dBm	24.7dBm	22.7dB	107mA	27.58 %
3dBm	25.8dBm	22.8dB	121mA	31.42 %
4dBm	26.8dBm	22.8dB	137mA	34.94 %
5dBm	28.0dBm	23.0dB	155mA	40.71 %
6dBm	29.0dBm	23.0dB	174mA	45.65 %
7dBm	29.9dBm	22.9dB	193mA	50.63 %
8dBm	30.6dBm	22.6dB	211mA	54.41 %
9dBm	31.3dBm	22.3dB	228mA	59.17 %
10dBm	31.6dBm	21.6dB	242mA	59.73 %
11dBm	31.9dBm	20.9dB	250mA	61.95 %
12dBm	32.1dBm	20.1dB	260mA	62.38 %

Tabell C4 Utgangseffekt, forsterkning, drainstrøm og PAE til hovedforsterker med π -nettverk

Påtrykt effekt	Utgangseffekt	Effektførsterkning	Drainstrøm	PAE
-20dBm	-1.2dBm	18.8dB	13mA	0.58 %
-19dBm	-0.2dBm	18.8dB	13mA	0.73 %
-18dBm	0.9dBm	18.9dB	14mA	0.88 %
-17dBm	1.9dBm	18.9dB	15mA	1.03 %
-16dBm	2.9dBm	18.9dB	16mA	1.22 %
-15dBm	4.0dBm	19.0dB	17mA	1.48 %
-14dBm	5.0dBm	19.0dB	19mA	1.66 %
-13dBm	6.1dBm	19.1dB	21mA	1.94 %
-12dBm	7.2dBm	19.2dB	23mA	2.28 %
-11dBm	8.2dBm	19.2dB	26mA	2.54 %
-10dBm	9.3dBm	19.3dB	29mA	2.94 %
-9dBm	10.5dBm	19.5dB	32mA	3.51 %
-8dBm	11.6dBm	19.6dB	37mA	3.91 %
-7dBm	12.7dBm	19.7dB	41mA	4.54 %
-6dBm	13.9dBm	19.9dB	47mA	5.22 %
-5dBm	15.0dBm	20.0dB	53mA	5.97 %
-4dBm	16.1dBm	20.1dB	60mA	6.79 %
-3dBm	17.2dBm	20.2dB	69mA	7.61 %
-2dBm	18.3dBm	20.3dB	77mA	8.78 %
-1dBm	19.5dBm	20.5dB	87mA	10.24 %
0dBm	20.6dBm	20.6dB	99mA	11.60 %
1dBm	21.7dBm	20.7dB	112mA	13.21 %
2dBm	22.8dBm	20.8dB	127mA	15.00 %
3dBm	24.0dBm	21.0dB	145mA	17.32 %
4dBm	25.2dBm	21.2dB	166mA	19.95 %
5dBm	26.3dBm	21.3dB	189mA	22.57 %
6dBm	27.4dBm	21.4dB	214mA	25.68 %
7dBm	28.6dBm	21.6dB	244mA	29.69 %
8dBm	29.6dBm	21.6dB	276mA	33.04 %
9dBm	30.4dBm	21.4dB	307mA	35.72 %
10dBm	31.2dBm	21.2dB	339mA	38.89 %
11dBm	31.6dBm	20.6dB	357mA	40.49 %
12dBm	31.7dBm	19.7dB	370mA	39.97 %
13dBm	31.9dBm	18.9dB	386mA	40.12 %

Tabell C5 Utgangseffekt, forsterkning, drainstrøm og PAE til Dohertyforsterker

Påtrykt effekt	Utgangseffekt	Effektførsterkning	Drainstrøm, hovedforsterker	Drainstrøm, peakforsterker	PAE
-20dBm	-9.3dBm	10.7dB	9mA	0mA	0.13 %
-19dBm	-8.3dBm	10.7dB	9mA	0mA	0.16 %
-18dBm	-7.3dBm	10.7dB	9mA	0mA	0.21 %
-17dBm	-6.3dBm	10.7dB	10mA	0mA	0.23 %
-16dBm	-5.3dBm	10.7dB	10mA	0mA	0.30 %
-15dBm	-4.3dBm	10.7dB	10mA	0mA	0.37 %
-14dBm	-3.3dBm	10.7dB	10mA	0mA	0.47 %
-13dBm	-2.3dBm	10.7dB	11mA	0mA	0.54 %
-12dBm	-1.3dBm	10.7dB	11mA	0mA	0.67 %
-11dBm	-0.3dBm	10.7dB	12mA	0mA	0.78 %
-10dBm	0.7dBm	10.7dB	13mA	0mA	0.90 %
-9dBm	1.7dBm	10.7dB	14mA	0mA	1.06 %
-8dBm	2.8dBm	10.8dB	15mA	0mA	1.27 %
-7dBm	3.9dBm	10.9dB	17mA	0mA	1.44 %
-6dBm	4.9dBm	10.9dB	18mA	0mA	1.72 %
-5dBm	6.0dBm	11.0dB	20mA	0mA	1.99 %
-4dBm	7.1dBm	11.1dB	23mA	0mA	2.23 %
-3dBm	8.2dBm	11.2dB	26mA	0mA	2.54 %
-2dBm	9.3dBm	11.3dB	29mA	0mA	2.94 %
-1dBm	10.5dBm	11.5dB	33mA	0mA	3.40 %
0dBm	11.6dBm	11.6dB	38mA	0mA	3.80 %
1dBm	12.8dBm	11.8dB	43mA	0mA	4.43 %
2dBm	13.9dBm	11.9dB	48mA	0mA	5.11 %
3dBm	15.0dBm	12.0dB	55mA	0mA	5.75 %
4dBm	16.2dBm	12.2dB	62mA	0mA	6.72 %
5dBm	17.2dBm	12.2dB	70mA	0mA	7.50 %
6dBm	18.3dBm	12.3dB	79mA	0mA	8.56 %
7dBm	19.4dBm	12.4dB	90mA	1mA	9.57 %
8dBm	20.5dBm	12.5dB	102mA	1mA	10.89 %
9dBm	21.7dBm	12.7dB	117mA	4mA	12.22 %
10dBm	22.9dBm	12.9dB	135mA	9mA	13.54 %
11dBm	24.0dBm	13.0dB	156mA	16mA	14.60 %
12dBm	25.2dBm	13.2dB	179mA	24mA	16.31 %

13dBm	26.4dBm	13.4dB	208mA	37mA	17.81 %
14dBm	27.6dBm	13.6dB	243mA	51mA	19.57 %
15dBm	28.8dBm	13.8dB	287mA	72mA	21.13 %
16dBm	30.0dBm	14.0dB	338mA	96mA	23.04 %
17dBm	30.9dBm	13.9dB	383mA	119mA	24.50 %
18dBm	31.6dBm	13.6dB	411mA	133mA	26.57 %
19dBm	32.2dBm	13.0dB	428mA	143mA	27.76 %
20dBm	32.3dBm	12.3dB	444mA	152mA	28.49 %
21dBm	32.6dBm	11.6dB	461mA	154mA	29.59 %
22dBm	32.9dBm	10.9dB	476mA	167mA	30.32 %
23dBm	33.2dBm	10.2dB	493mA	184mA	30.86 %
24dBm	33.7dBm	9.7 dB	515mA	201mA	32.74 %
25dBm	33.9dBm	8.9 dB	527mA	215mA	33.08 %

Tabell C6 Sammenligning av målt og simulert drainstrøm i hovedforsterker uten π -nettverk

Påtrykt effekt	Simulert drainstrøm	Målt drainstrøm	Avvik	Avvik i %
-20dBm	10mA	14mA	4 mA	28.6
-18dBm	11mA	15mA	4 mA	26.7
-16dBm	13mA	16mA	3 mA	18.8
-14dBm	15mA	19mA	4 mA	21.1
-12dBm	18mA	23mA	5 mA	21.7
-10dBm	23mA	27mA	4 mA	14.8
-8dBm	31mA	34mA	3 mA	8.82
-6dBm	43mA	44mA	1 mA	2.3
-4dBm	60mA	55mA	-5 mA	9.1
-2dBm	85mA	68mA	-17 mA	25
0dBm	118mA	85mA	-33 mA	38.8
2dBm	162mA	107mA	-55 mA	51.4
4dBm	219mA	137mA	-87 mA	63.5
6dBm	263mA	174mA	-89 mA	51.1
8dBm	292mA	211mA	-81 mA	38.4
10dBm	315mA	242mA	-73 mA	30.2
12dBm	329mA	260mA	-69 mA	26.5

Tabell C7 Sammenligning av målt og simulert drainstrøm i hovedforsterker med π -nettverk

Påtrykt effekt	Simulert drainstrøm	Målt drainstrøm	Avvik	Avvik i %
-20dBm	10mA	13mA	3 mA	23.1
-18dBm	11mA	14mA	3 mA	21.4
-16dBm	13mA	16mA	3 mA	18.8
-14dBm	15mA	19mA	4 mA	21.1
-12dBm	18mA	23mA	5 mA	21.7
-10dBm	24mA	29mA	5 mA	17.2
-8dBm	31mA	37mA	6 mA	16.2
-6dBm	43mA	47mA	4 mA	8.5
-4dBm	60mA	60mA	0 mA	0
-2dBm	85mA	77mA	-8 mA	10.4
0dBm	117mA	99mA	-18 mA	18.2
2dBm	159mA	127mA	-32 mA	25.2
4dBm	202mA	166mA	-36 mA	21.7
6dBm	218mA	214mA	-4 mA	1.9
8dBm	235mA	276mA	41 mA	14.9
10dBm	259mA	339mA	80 mA	23.6
12dBm	289mA	370mA	81 mA	21.9

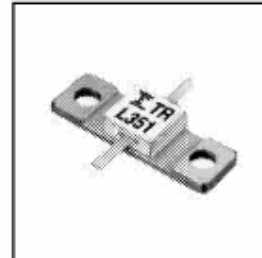
Tabell C8 Nøkkelparametere til π -nettverket med opprinnelige komponenter.

Målt parameter	Frekvens	Målt verdi	Optimal verdi
S21	10MHz	-4.5dB	0dB
S21	20MHz	-45dB	$-\infty$ dB
Impedans sett inn på π -nettverket	10MHz	$(14.4+j5.6)\Omega$	22.8Ω
Impedans sett inn på π -nettverket	20MHz	$(1.8 +j9.6)\Omega$	0Ω

Vedlegg D: Datablad

D1 Transistor Fujitsu FLL351ME**FLL351ME****L-Band Medium & High Power GaAs FETs****FUJITSU****FEATURES**

- High Output Power: $P_{1dB}=35.5\text{dBm}$ (Typ.)
- High Gain: $G_{1dB}=11.5\text{dB}$ (Typ.)
- High PAE: $\eta_{add}=46\%$ (Typ.)
- Proven Reliability
- Hermetically Sealed Package

**DESCRIPTION**

The FLL351ME is a Power GaAs FET that is specifically designed to provide high power at L-Band frequencies with gain, linearity and efficiency superior to that of silicon devices. The performance in multitone environments for Class AB operation make them ideally suited for base station applications. This device is assembled in hermetic metal/ceramic package.

Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}		15	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}		-5	V
Total Power Dissipation	P_{tot}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	15	W
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Channel Temperature	T_{ch}		175	$^\circ\text{C}$

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage (V_{DS}) should not exceed 10 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 4.0 and -2.0 mA respectively with gate resistance of 100 Ω .

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

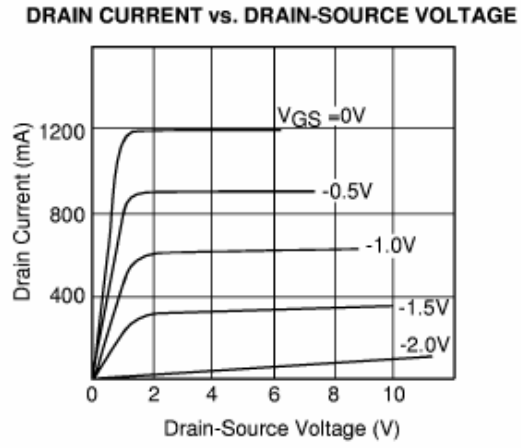
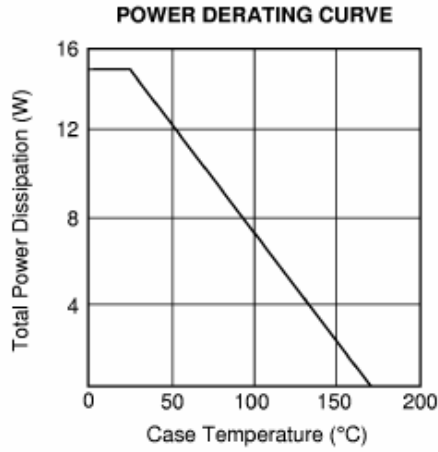
Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 5\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	1200	1800	mA
Transconductance	g_m	$V_{DS} = 5\text{V}, I_{DS} = 800\text{mA}$	-	600	-	mS
Pinch-off Voltage	V_p	$V_{DS} = 5\text{V}, I_{DS} = 60\text{mA}$	-1.0	-2.0	-3.5	V
Gate Source Breakdown Voltage	V_{GSO}	$I_{GS} = -60\mu\text{A}$	-5	-	-	V
Output Power at 1dB G.C.P.	P_{1dB}	$V_{DS} = 10\text{V}$ $I_{DS} = 0.6I_{DSS}$ (Typ.), $f = 2.3\text{GHz}$	34.5	35.5	-	dBm
Power Gain at 1dB G.C.P.	G_{1dB}		10.5	11.5	-	dB
Power-added Efficiency	η_{add}		-	46	-	%
Thermal Resistance	R_{th}	Channel to Case	-	7.5	10	$^\circ\text{C/W}$

CASE STYLE: ME

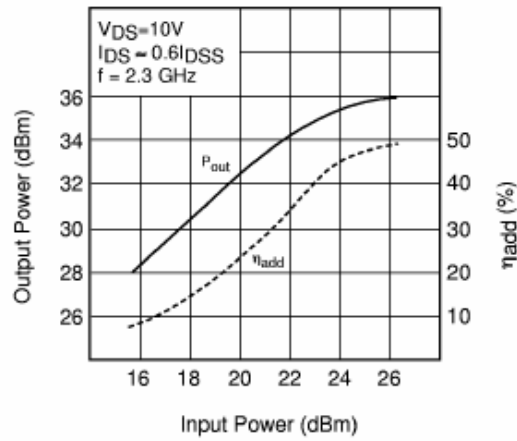
G.C.P.: Gain Compression Point

FUJITSU **FLL351ME**
L-Band Medium & High Power GaAs FETs

2.



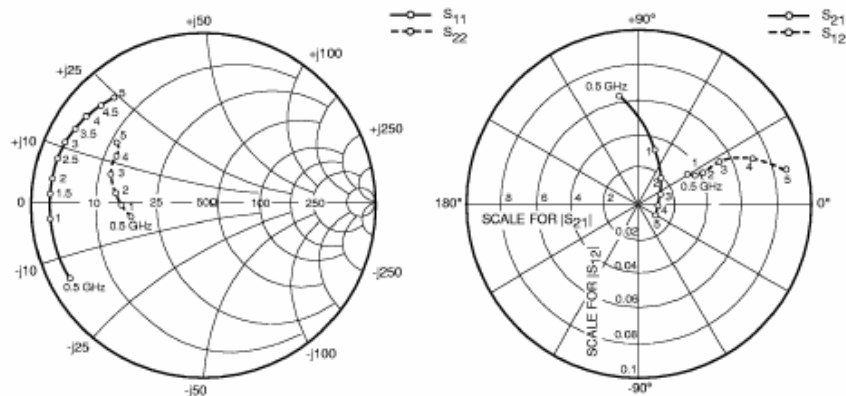
OUTPUT POWER vs. INPUT POWER



FLL351ME

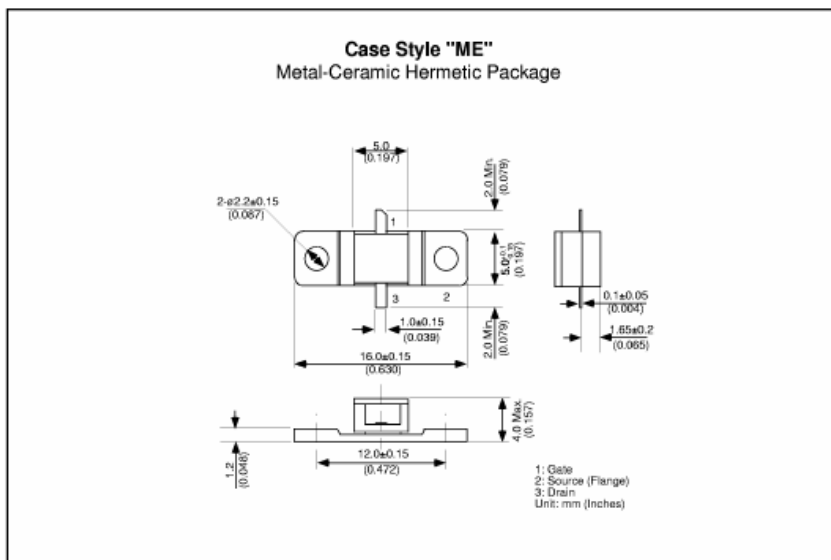
L-Band Medium & High Power GaAs FETs

FUJITSU



S-PARAMETERS
 $V_{DS} = 10V, I_{DS} = 720mA$

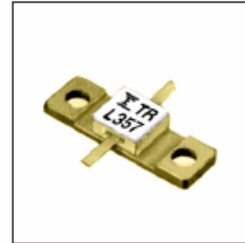
FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
100	.964	-72.8	17.142	139.4	.019	53.9	.326	-151.5
500	.879	-147.5	6.495	98.1	.030	25.4	.479	-170.8
1000	.899	-172.3	3.237	73.2	.033	20.7	.511	-179.5
1500	.902	176.6	2.174	56.9	.037	23.0	.532	175.4
2000	.901	168.3	1.652	42.8	.040	25.3	.554	170.7
2500	.899	161.5	1.352	30.1	.047	26.8	.577	166.3
3000	.895	155.1	1.156	17.6	.054	27.6	.602	161.2
3500	.888	148.4	1.017	5.5	.062	24.8	.615	155.1
4000	.879	141.8	.920	-5.7	.071	21.3	.621	149.5
4500	.869	134.6	.867	-15.5	.079	15.3	.615	147.4
5000	.850	126.6	.858	-27.2	.088	12.3	.659	143.9



2.

D2 Transistor Fujitsu FLL357ME**FLL357ME****L-Band Medium & High Power GaAs FET****FEATURES**

- High Output Power: $P_{1dB}=35.5\text{dBm}$ (Typ.)
- High Gain: $G_{1dB}=11.5\text{dB}$ (Typ.)
- High PAE: $\eta_{add}=46\%$ (Typ.)
- Proven Reliability
- Hermetically Sealed Package

**DESCRIPTION**

The FLL357ME is a Power GaAs FET that is specifically designed to provide high power at L-Band frequencies with gain, linearity and efficiency superior to that of silicon devices. The performance in multitone environments for Class AB operation make them ideally suited for base station applications. This device is assembled in hermetic metal/ceramic package.

Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}		15	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}		-5	V
Total Power Dissipation	P_{tot}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	15	W
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Channel Temperature	T_{ch}		175	$^\circ\text{C}$

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage (V_{DS}) should not exceed 10 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 19.4 and -2.0 mA respectively with gate resistance of 100 Ω .
3. The operating channel temperature (T_{ch}) should not exceed 145 $^\circ\text{C}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 5\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	1200	1800	mA
Transconductance	g_m	$V_{DS} = 5\text{V}, I_{DS} = 800\text{mA}$	-	600	-	mS
Pinch-off Voltage	V_p	$V_{DS} = 5\text{V}, I_{DS} = 60\text{mA}$	-1.0	-2.0	-3.5	V
Gate Source Breakdown Voltage	V_{GSO}	$I_{GS} = -60\mu\text{A}$	-5	-	-	V
Output Power at 1dB G.C.P.	P_{1dB}	$V_{DS} = 10\text{V}$ $I_{DS} = 0.6I_{DSS}$ (Typ.), $f = 2.3\text{GHz}$	34.5	35.5	-	dBm
Power Gain at 1dB G.C.P.	G_{1dB}		10.5	11.5	-	dB
Power-added Efficiency	η_{add}		-	46	-	%
Thermal Resistance	R_{th}	Channel to Case	-	7.5	10	$^\circ\text{C/W}$

CASE STYLE: ME

G.C.P.: Gain Compression Point

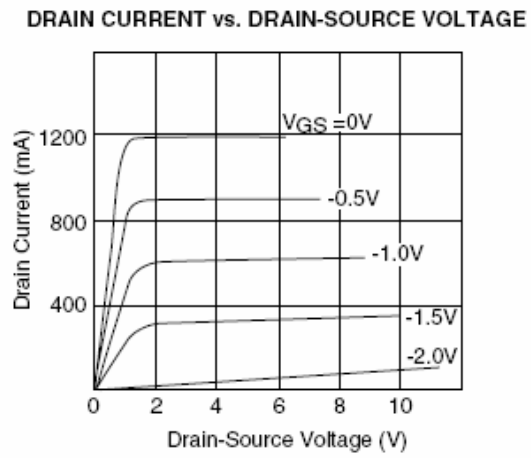
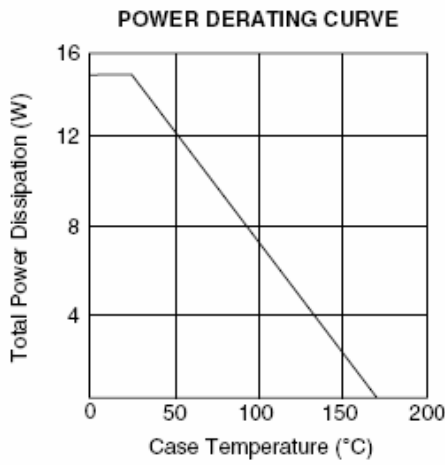
Edition 1.1
July 1999

1

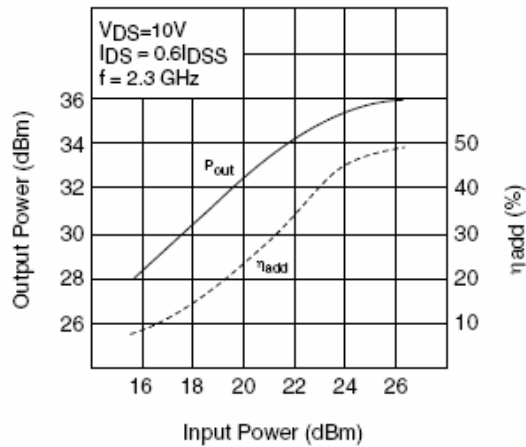
FUJITSU

FLL357ME

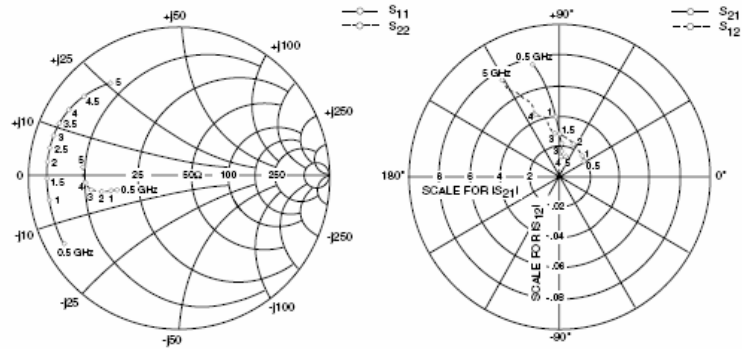
L-Band Medium & High Power GaAs FET



OUTPUT POWER vs. INPUT POWER



FLL357ME
L-Band Medium & High Power GaAs FET



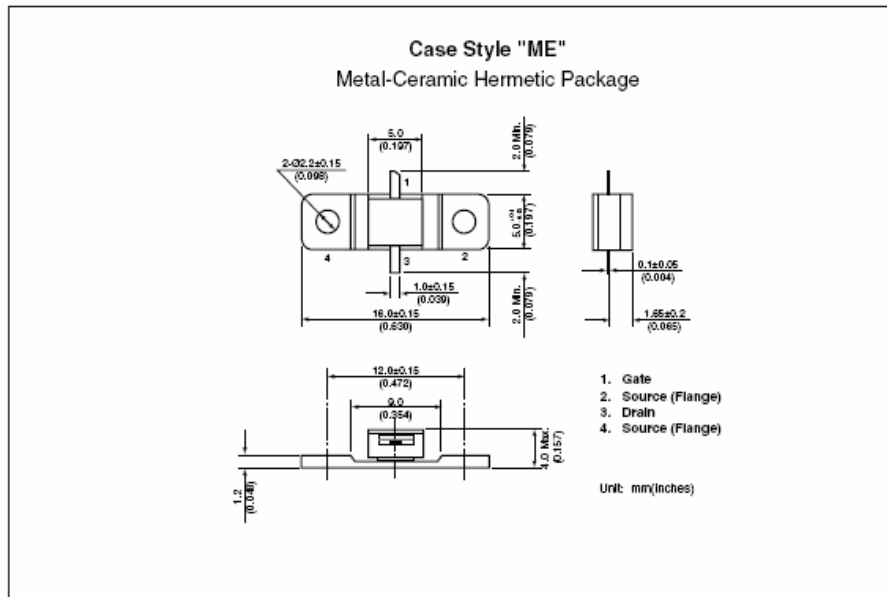
S-PARAMETERS
 $V_{DS} = 10V, I_{DS} = 720mA$

FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
500	.890	-149.0	7.584	103.7	.019	30.4	.427	-167.0
1000	.881	-169.3	3.963	94.3	.020	36.9	.461	-167.5
1500	.883	-179.0	2.747	90.3	.022	50.9	.491	-168.0
2000	.883	173.9	2.099	87.5	.023	64.9	.529	-168.1
2500	.882	168.1	1.708	87.1	.027	81.5	.560	-168.9
3000	.879	162.5	1.515	86.2	.028	94.6	.592	-170.5
3500	.872	156.7	1.304	86.6	.039	103.3	.613	-172.9
4000	.858	149.8	1.366	84.3	.044	111.8	.624	-175.1
4500	.826	140.4	1.223	81.5	.052	111.2	.639	-179.1
5000	.768	126.9	1.303	76.6	.074	120.7	.639	175.1

Download S-Parameters, [click here](#)

FLL357ME

L-Band Medium & High Power GaAs FET



For further information please contact: