



**NTNU – Trondheim**  
Norwegian University of  
Science and Technology

# Power Envelope Tracking av en effektforsterker med og uten DPD

Kaja Garbom Sørbotten

Master i teknologi/Sivilingeniør i elektronikk

Innleveringsdato: Januar 2019

Veileder: Morten Olavsbråten

Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet

Fakultet for informasjonsteknologi og elektroteknikk

Institutt for elektroniske systemer

## Forord

Denne masteroppgaven er skrevet og jobbet med høsten 2018 og januar 2019, ved NTNU i Trondheim. Oppgaven er gitt av Morten Olavsbråten ved Institutt for elektroniske systemer.

Arbeidet har vært spennende og givende, men har underveis ikke alltid vært like lett. Arbeidet har krevd bruk av effektforsterkeren designet i ”Design av en klasse F effektforsterker” (Sørbotten, 2018), men dette har krevd en del ekstra arbeid. Dette er fordi signalanalysatoren ikke fungerte korrekt ved 3,6 GHz og over, og senterfrekvensen til effektforsterkeren måtte da flyttes fra 3,5 GHz til 3,4 GHz. Driveren som er brukt til målinger under prosjektoppgaven hadde over sommeren sluttet å fungere, undertegnede måtte derfor montere og kalibrere en ny driver. I tillegg har det vært problemer med trackeren som skulle benyttes, og det var tre trackere som ble testet og vraket, til en til slutt måtte ta i bruk trackeren som Dragan Gecan og Morten Olavsbråten brukte til å gjøre målinger for ”Bandwidth Reduction of Supply Modulated RF PAs using Power Envelope Tracking” (Olavsbråten and Gecan, 2017). Dette har gjort at arbeidet har tatt noe mer tid, og at testing av DPD med trackeren ble gjort sent i arbeidet. Se diskjon rundt løsningen med DPD i kapitel 5.1.4.

God lesning!

Trondheim, 27-01-2019



Kaja Garbom Sørbotten

## Anerkjennelse

Først vil jeg takke Dragan Gecan og Morten Olavsbråten som har lagt grunnlaget og funnet en ny effektiviserings metode, som i denne oppgaven har blitt utforsket for et nytt tilfelle, og med en ny innfallsvinkel. Jeg vil også takke Morten Olavsbråten for å ha vært en god og trygg veileder, som alltid har kloke ord og en hjelpende hånd når det er nødvendig.

Videre vil jeg takke Oda Linnea Ketilsdatter Wærås som har hjulpet meg med korrekturlesning og min samboer, Per Christian Olafsson, som har vært en god støttespiller gjennom denne perioden og som alltid har troen på meg.

Jeg vil også takke min familie, og spesielt min mor, som alltid har støttet meg, latt meg følge mine drømmer og trodd på at jeg kan få til det jeg vil.

## Sammendrag

Denne rapporten er en masteroppgave skrevet av Kaja Garbom Sørbotten, ved Norges teknisk-naturvitenskaplige universitet, ved Institutt for elektroslike systemer. Den omhandler testing av effektiviseringsmetoden ”Power Envelope Tracking”, PET, på en klasse F effektforsterker, og sammenligner med ideell ”Envelope Tracking”, ET. Det samme tilfellet blir testet med og uten ”Digital Predistortion”, DPD.

Effektforsterkeren er et redesign fra tidligere arbeider, og har en senterfrekvens ved 3,46 GHz, en forsterkning,  $G_T$ , på 15 dB, en utgangseffekt,  $P_o$ , på 40,2 dBm, en effektivitet,  $PAE_{peak}$ , på 72,75 % og en småsignal forsterkning,  $S_{21}$ , på 14,7 dB.

PET teknikken blir testet med et 4 MHz 16-QAM signal og med noen tracking-funksjoner, en 1. ordens PET med flat forsterkning ved 8.5 dB, en 1. og en 2. ordens PET med maksimal PAE. Disse blir sammenlignet med en ideell ET og en konstant spenningsforsyning,  $V_d$ , på 28 V.

DPDen som er brukt i oppgaven fungerer ikke optimalt med tracking, da trackingsignalet som blir sendt til trackeren også blir påvirket av DPDen, og en oppnår dermed ikke ønsket effekt. DPDen fungerer fint for konstant  $V_d$ , og er noe som bør ses på videre for PET metoden. Med og uten DPD så ser man de samme tendensene for tracking målingene, og alle målingene er utført med omlag samme utgangseffekt. En 1. ordens PET for flat forsterkning har bedre linearitet og lavere båndbredde, men noe lavere effektivitet enn en ideell ET. En 1. ordens PET for maksimal PAE oppnår omlag samme linearitet, noe bedre effektivitet og gir en vesentlig lavere og mer avgrenset båndbredde enn ideell ET. En 2. ordens PET for maksimal PAE gir omlag samme linearitet og effektivitet, og i tillegg krever den noe mindre båndbredde enn ideell ET. PET er en lovende effektiviseringsmetode, som absolutt viser sine fordeler.

## Executive Summary

This report is a master's thesis written by Kaja Garbom Sørbotten, at the Norwegian University of Science and Technology, at the Department of Electronic Systems. The report looks at testing the efficiency method "Power Envelope Tracking", PET, on a Class F power amplifier, and compares with the ideal "Envelope Tracking", ET. The same case is tested with and without the "Digital Predistortion", DPD.

The power amplifier is a redesign from previous work and has a center frequency at 3.46 GHz, a gain,  $G_T$ , of 15 dB, an output power,  $P_o$ , of 40.2 dBm, an efficiency,  $PAE_{peak}$ , 72.75 % and a small signal gain,  $S_{21}$ , of 14.7 dB.

The PET technique is tested with a 4 MHz 16-QAM signal and with some tracking functions, a 1st order PET with flat gain at 8.5 dB, a 1st and a 2nd order PET with maximum PAE. These are compared to an ideal ET and a constant voltage supply,  $V_d$ , of 28 V.

The DPD used in the report does not work optimally with tracking, since the tracking signal that is sent to the tracker is also affected by the DPD, and one does not achieve the desired effect. The DPD works fine for constant  $V_d$ , and it is something that should be considered further for the PET method. With and without DPD, one sees the same trends for the tracking measurements, and all measurements are made with approximately the same output power. A 1st order PET for flat gain has better linearity and lower bandwidth, but somewhat lower efficiency than an ideal ET. A 1st order PET for maximum PAE achieves approximately the same linearity, somewhat better efficiency, and provides a significantly lower and more limited bandwidth than ideal ET. A 2nd order PET for maximum PAE has about the same linearity and efficiency, and additionally requires somewhat less bandwidth than ideal ET. PET is a promising method of efficiency, which certainly shows its benefits.

# Innhold

Forord . . . . .	i
Anerkjennelse . . . . .	ii
Sammendrag . . . . .	iii
Executive Summary . . . . .	iv
<b>1 Introduksjon</b>	<b>1</b>
1.1 Bakgrunn . . . . .	1
1.2 Oppgavebeskrivelse . . . . .	2
1.3 Relatert arbeid . . . . .	2
1.3.1 Gjenstår å løse . . . . .	3
1.4 Innfallsvinkel . . . . .	3
1.5 Begrensinger . . . . .	3
1.6 Rapporten, oppbygging . . . . .	3
<b>2 Teori</b>	<b>5</b>
2.1 Effektforsterkere . . . . .	5
2.2 PAE - "Power Added Efficiency" og forsterkning - "Gain" . . . . .	6
2.3 1 dB kompresjonspunkt . . . . .	7
2.4 S-parametere og stabilitet . . . . .	8
2.5 Klasse F effektforsterker . . . . .	9
2.6 Effektviseringsmetoder for PA . . . . .	10
2.6.1 Doherty effektforsterker . . . . .	11
2.6.2 Envelope tracking, ET . . . . .	12
2.6.3 Power Envelope Tracking, PET . . . . .	13
2.7 Memory effekter . . . . .	14

2.8	Lineariseringsmetoder . . . . .	15
2.8.1	Digital Predistortion, DPD . . . . .	15
2.8.2	Lineariseringsmål . . . . .	16
2.8.3	EVM . . . . .	16
2.8.4	ACPR . . . . .	17
2.8.5	STDR . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Metoder</b>	<b>19</b>
3.1	Effektforsterkeren . . . . .	19
3.1.1	Informasjon om design av effektforsterker . . . . .	21
3.1.2	Simuleringer . . . . .	22
3.1.3	Fra simulering til RF-lab . . . . .	24
3.2	Klassifisering av effektforsterkeren . . . . .	24
3.2.1	Oppsett for småsignalmåling med VNA . . . . .	25
3.2.2	Oppsett for storsignalmåling . . . . .	26
3.3	Drain tracking-funksjoner og PET . . . . .	27
3.3.1	Drain tracking-funksjoner . . . . .	27
3.3.2	Oppsett for "Drain" tracking målinger . . . . .	27
3.4	DPD, Digital Predistortion . . . . .	28
3.4.1	Oppsett for PET målinger med DPD . . . . .	29
3.5	Utstyr . . . . .	30
<b>4</b>	<b>Resultater</b>	<b>31</b>
4.1	Effektforsterkeren . . . . .	31
4.1.1	Småsignal . . . . .	31
4.1.2	1-tone . . . . .	31
4.1.3	2-tone . . . . .	34
4.2	Tracking resultater . . . . .	36
4.2.1	1-tone målinger med varierende "Drain" spenning . . . . .	36
4.2.2	Tracking-funksjoner . . . . .	38
4.2.2.1	Forventet prestasjon . . . . .	40
4.2.3	Tracking målinger . . . . .	42
4.2.4	Tracking målinger med DPD . . . . .	46

4.2.5	Sammenligning av resultatene fra tracking med og uten DPD . . . . .	46
<b>5</b>	<b>Diskusjon og konklusjon</b>	<b>51</b>
5.1	Diskusjon . . . . .	51
5.1.1	Effektforsterkeren . . . . .	51
5.1.2	Trackeren . . . . .	52
5.1.3	Målinger med tracker . . . . .	52
5.1.3.1	EVM . . . . .	52
5.1.3.2	STDR . . . . .	53
5.1.3.3	ACPR . . . . .	53
5.1.3.4	PAE . . . . .	53
5.1.4	Målinger med tracker og DPD . . . . .	53
5.1.4.1	EVM . . . . .	55
5.1.4.2	STDR . . . . .	55
5.1.4.3	ACPR . . . . .	55
5.1.4.4	PAE . . . . .	55
5.2	Konklusjon og fremtidig arbeid . . . . .	55
	<b>Bibliografi</b>	<b>58</b>
	<b>Tillegg A Vedlegg</b>	<b>61</b>





# Kapittel 1

## Introduksjon

Bedre effektivitet innen elektronikk er utrolig viktig for å sikre framgang og utvikling. Dette er for at elektronikken skal kunne yte mer eller lenger med samme forbruk. Denne rapporten tar for seg en ny effektiviseringsmetode, som først ble presentert av Morten Olavsbråten og Dragan Gecan. Effektiviserings metoden ”Power Envelope Tracking”, PET, brukes på effektforsterkere. Metoden er videreutviklet fra ”Envelope tracking”. I dette kapitlet vil bakgrunnen for oppgaven, oppgavebeskrivelsen og forutsetninger for oppgaven bli presentert.

### 1.1 Bakgrunn

Det finnes flere effektiviseringsmetoder for effektforsterkere, som har blitt brukt i flere år. Hver metode har sine fordeler, men også sine ulemper og begrensninger. Det er derfor viktig å velge rett metode for rett formål.

En effektiviseringsmetode er ”Envelope Tracking”, ET. Denne metoden sporer, følger, *envelopen* til signalet, slik at effektforsterkeren kan utnytte den, ved å justere forsyningspenningen for å sikre at forsterkeren har best mulig effektivitet ([electronicsnotes](#), 2019).

ET krever stor båndbredde for forsyningspenningen, Morten Olavsbråten og Dragan Gecan presenterte i 2017 en ny metode, PET, som reduserer denne båndbredden som er en fordel. Teknikken går ut på å bruke en funksjon for forsyningspenningen, som følger effekten til basebåndsignalet. De presenterer en *Pure* PET og en 2. ordens PET, *Pure* PET gir lavere båndbredde og noe reduksjon i effektivitet sammenlignet med ET og en 2. ordens PET doubler PET-båndbredden og oppnår samme effektivitet som ET ([Olavsbråten and Gecan, 2017](#)). Det er denne metoden som er utforsket og testet for et nytt tilfelle i denne rapporten.

## 1.2 Oppgavebeskrivelse

Det skal utføres ”Power Envelope Tracking”, PET, på en RF ”Power Amplifier”, PA, og bruke ”Digital Predistortion”, DPD. Hensikten er å undersøke om en kan oppnå høyere effektivitet, ved bruk av effektiviseringsmetoden PET, med og uten DPD.

## 1.3 Relatert arbeid

Det har blitt gjort mye arbeid for å effektivisere effektforsterkere, og som nevnt tidligere så må man gjøre en avveining når man velger effektiviseringsmetode. Da hver metode har visse fordeler, men også sine ulemper. Morten Olavsbråten og Dragan Gecan har i ”Bandwidth Reduction for Supply Modulated RF PAs using Power Envelope Tracking” ([Olavsbråten and Gecan, 2017](#)) presentert metoden for *Pure* PET og 2. ordens PET. Metoden har også blitt videre testet i masteroppgavene til Håkon Haugen og Mats Hagby Høydal.

### 1.3.1 Gjenstår å løse

For at metoden Olavsbråten og Gecan har presentert skal bli anerkjent som en fullverdig effektiviseringsmetode må den bevises for flere tilfeller. Derfor tar en for seg et nytt tilfelle her, PET brukt på en klasse F effektforsterker, og hvor en ser på effekten med og uten DPD.

## 1.4 Innfallsvinkel

Det overordnede målet er å se om metoden PET bedrer effektiviteten til effektforsterkeren. Effektforsterkeren er designet i prosjektoppgaven; Design av en klasse F effektforsterker, ([Sørbotten, 2018](#)). Effektforsterkeren er modifisert for å flytte senterfrekvens ned til 3,4 GHz, og ha en båndbredde på 200 MHz. Den er karakterisert på nytt, og produsert med fester til tracking. Tracking-funksjonene er laget ut ifra målinger til den spesifikke effektforsterkeren og brukes på et trackingkort, for å utføre PET-metoden. De målingene blir gjort uten og med DPD, for å se hva effekten blir med å legge på en lineariseringsmetode sammen med PET.

## 1.5 Begrensinger

Rapporten vil kun se på et visst antall tracking-funksjoner, det vil kun teste ut en lineariseringsmetode, DPD, og kun en versjon av DPD.

## 1.6 Rapporten, oppbygging

Rapporten vil videre ta for seg relevant bakgrunnsteori i kapittel 2, Teori, metoden som er brukt for oppgaven blir presentert i kapittel 3, Metoder, resultatene som har blitt produsert blir presentert i kapittel 4, Resultater, og i kapittel 5, Diskusjon og konklusjon, så ser man nærmere på og diskutere

funnene, problemstillingen konkluderes og anbefalinger til videre arbeid blir gitt.

# Kapittel 2

## Teori

### 2.1 Effektforsterkere

En effektforsterker ("PA, power amplifier") er en forsterker som skal levere maksimal utgangseffekt. Den skal øke inngangssignalets amplitude og effekt på utgangen, ved å bruke en strømforsyning ("DC, direct current") ([Cripps, 2006](#)).

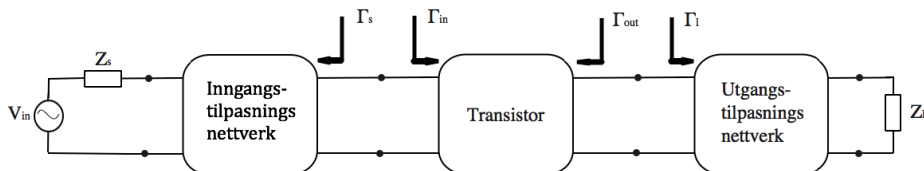
Effektforsterkere er essensielle i dagens elektronikk og det er viktig at effektforsterkerne er effektive, kompakte og har lang levetid, det er derfor populært å basere de på transistorer.

En effektforsterker kan bli sett på som et system bestående av tre deler; inngangsnettverk, transistor og utgangsnettverk, som vist i figur [2.1](#). Det er viktig å tilpasse impedansen mellom delene, og det er derfor essensielt at inn- og utgangsnettverket er tilpasset kilde- og lastimpedansen.

Inngangsnettverket skal tilpasses slik at så mye som mulig av signalet mates inn i transistoren, og dermed sørger for maksimal forsterkning. Utgangsnettverket kan tilpasses den optimale lastmotstanden;

$$R_{opt} = \frac{V_{max}}{I_{max}}. \quad (2.1)$$

dette er for å oppnå høyest mulig utgangseffekt (Cripps, 2006).



Figur 2.1: Eksempel på en effektforsterker som et tredelt system.

## 2.2 PAE - ”Power Added Efficiency” og forsterkning - ”Gain”

PAE er en måte å definere effektforsterkerens effektivitet, hvor en tar hensyn til RF (”Radio Frequency”) effekt levert på inngangen til effektforsterkeren,  $P_{in}$ , tilgjengelig effekt, effekten levert til lasten,  $P_{out}$  og effekten forsterkeren trekker fra strømforsyningen  $P_{DC}$  (Pozar, 2012).

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}. \quad (2.2)$$

PAE kan også skrives uttrykt med forsterkerens forsterkningsgrad,  $G$ . For en lineær forsterker kan en beskrive forsterkingen,  $G$ , som;

$$Signal_{ut} = G * Signal_{in}, \quad G = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (2.3)$$

Dette gir at PAE kan skrives som i formel 2.4.

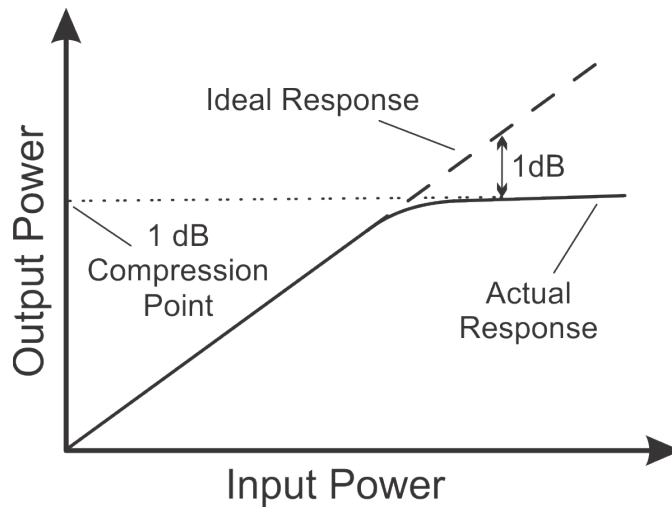
$$PAE = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (2.4)$$

G uttrykkes populært i dB, hvor  $G_{dB}$  er forsterkerens forsterkning, som er gitt av formel 2.5. Forsterkningen blir ofte nedprioritert for effektforstærkere for å oppnå høyest mulig effekt (Pozar, 2012).

$$G_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (2.5)$$

## 2.3 1 dB kompresjonspunkt

1 dB kompresjonspunkt beskriver det punktet hvor utgangs- og inngangseffekt karakteristikkene avviker med 1 dB fra den ideelle linjen til en ideell effektforsterker, figur 2.2 illustrerer dette. Dette oppstår fordi forsterkningen i en reell effektforsterker vil avta, og det vil føre til en begrensning på utgangseffekten (Frenzel, 2013).



Figur 2.2: 1dB kompresjonspunkt (Texas Instruments, 2018).



## 2.4 S-parametere og stabilitet

Den sammensatte kretsen i figur 2.1 kan ses på som en ett stegs forsterkerkrets. ”Transducer power gain” beskrives med s-parameterene som i likning 2.6 og er en nyttig verdi å se på, fordi den tar for seg både inngang- og utgangstilpasningen (Olavsbråten, 2016a).

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (2.6)$$

For figur 2.1 har vi, for  $Z_0$  den karakteristiske impedansen referert til s-parameterne:

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad \Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}. \quad (2.7)$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}. \quad (2.8)$$

Stabilitet er en annen viktig faktor for en effektforsterker, forsterkeren i figur 2.1 er potensielt ustabil hvis  $|\Gamma_{in}| > 1$  eller  $|\Gamma_{out}| > 1$ . Disse verdiene er avhengig av inngangs- og utgangstilpasningsnettverkene, og stabiliteten til forsterkeren er derfor avhengig av  $\Gamma_s$  og  $\Gamma_l$ . Det er definert to typer for stabilitet:

**Ubetinget stabilitet** Forsterkeren er ubetinget stabil hvis  $|\Gamma_{in}| < 1$  og  $|\Gamma_{out}| < 1$  for alle passive kilde- og lastimpedanser.

**Betinget stabilitet** Forsterkeren er betinget stabil hvis  $|\Gamma_{in}| < 1$  og  $|\Gamma_{out}| < 1$  for visse kilde- og lastimpedanser.

Det er vanlig å bruke tester for å se om forsterkeren er ubetinget stabil. Det er essensielt at forsterkeren er stabil innenfor båndbredden, og optimalt godt utenfor båndbredden, slik at forsterkeren oppfører seg som den skal (Olavsbråten, 2016a).

***K-faktor og delta***

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1. \quad (2.9)$$

For  $K > 1$  er forsterkeren stabil, men denne testen gir ingen indikasjon på hvilket område den er stabil (Olavsbråten, 2016a).

 ***$\mu$ -faktor***

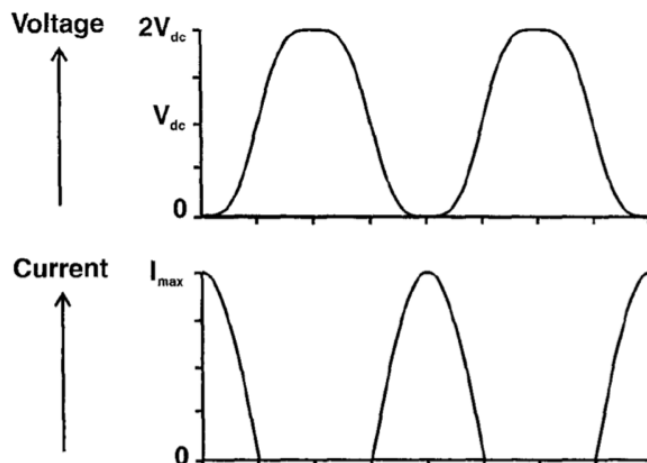
$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1. \quad (2.10)$$

$$\mu_{prime} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1. \quad (2.11)$$

For  $\mu$ -faktorene større enn 1 er forsterkeren stabil, men de gir også området for stabilitet.  $\mu$  gir avstanden fra sentrum i Smith kartet til den nærmeste utgangs-/laststabilitetssirkelen og  $\mu_{prime}$  gir distansen til den nærmeste ustabile inngangs-/kildestabilitetssirkelen (Olavsbråten, 2016a).

## 2.5 Klasse F effektforsterker

En ideell klasse F effektforsterker vil ha en firkantet spenningsbølge og en halv sinusbølge for strømmen, og dermed ha 100 % effektivitet. Dette kan oppnås ved at en bruker et uendelig sett med harmoniske, hvor spenningen adderes med odde harmoniske, for å oppnå den flate, firkantede bølgen. Strømmen adderes med like harmoniske, for å få halv sinusbølge form. Dette er vist i figur 2.3 (Beltran, 2018).



Figur 2.3: Klasse F, maksimal flat bølgeform (Grebennikov and Raab, 2018).

Det er vanskelig å kontrollere flere harmoniske, og en kan typisk kun optimalt håndtere 1. til 2. harmoniske. Dette gir en teoretisk effektivitet på 81,65 % (Beltran, 2018).

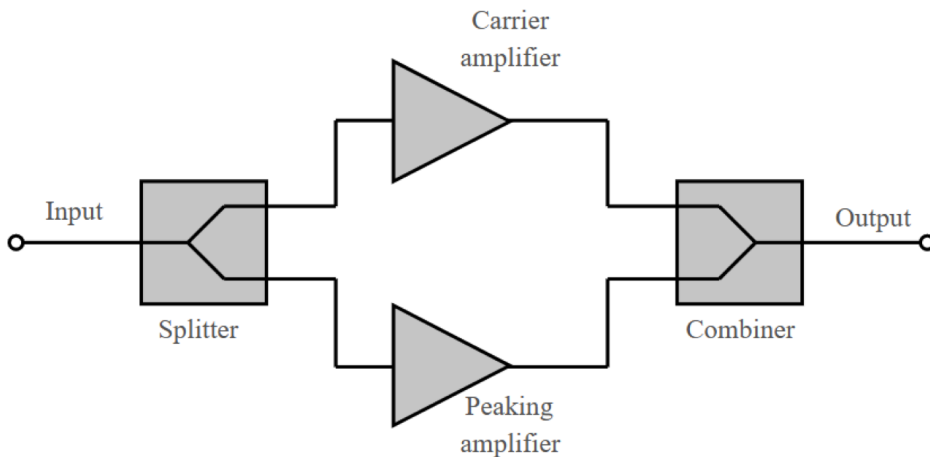
Utgangsnettverket er bestående av resonatorer, disse er resonante på en eller flere av de harmoniske frekvensene, men også den fundamentale frekvensen. For en klasse F effektforsterker kan de harmoniske resonatorene erstattes med en kvart-bølge transmisjonslinje (Olavsbråten, 2016b).

## 2.6 Effektviseringsmetoder for PA

Det finnes flere metoder for å gjøre en effektforsterker mer effektiv. Metoder som ofte blir brukt er Doherty, ”Outphasing” og ”Envelope tracking” (ET). I denne rapporten blir ”Power Envelope tracking” testet, som er videreutviklet fra ET.

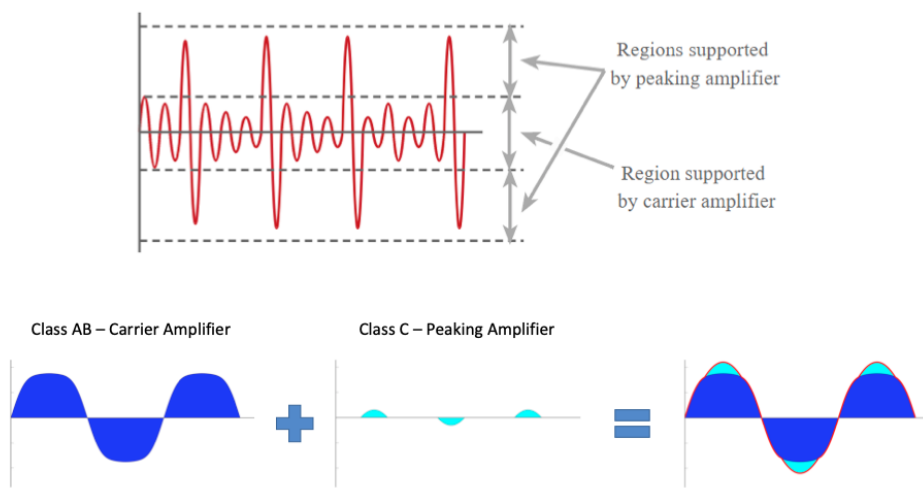
### 2.6.1 Doherty effektforsterker

Doherty er en effektiviseringsmetode som utnytter lineære effektforsterkere. Det er vanlig å bruke en to stegs Doherty, hvor det er to effektforsterkere ([Kenington, 2000](#)).



Figur 2.4: Doherty PA, to steg ([Karlsen, 2017](#)).

Figur 2.4 viser konseptet enkelt, med en to stegs Doherty, hvor den øvre er forsterkeren en "Carrier" den nedre er en "Peaking amplifier". Den øvre opererer i det gjennomsnittlige arbeidsområdet, mens nedre jobber i topp områdene. Denne kombinasjonen vises i figur 2.5, hvor en ser at den nedre tar over når den øvre effektforsterkeren saturerer, hvor signalet får en stor "peak-to-average" effekt. Dette gjør at man får bedre linearitet og effektivitet. Forsterkerene er typisk en klasse AB og en klasse C ([Cripps, 2006](#)).



Figur 2.5: Operasjonsområde, eksempel med Doherty PA (Karlsen, 2017).

## 2.6.2 Envelope tracking, ET

Ved metoden ET henter en envelope detektor ut envelope fra det modulerte RF inngangssignalet og gir det til en høy effektiv forsterker eller ”switching” regulator. Formålet er å mate RF forsterkeren med passende spenningsforsyning, for å tillate lineær forsterkning ved envelope nivået på det gitte øyeblikket. Dette reduserer effekten brukt ved lavere effektnivåer, som gjør at den gjennomsnittlige effekten øker (Kenington, 2000).

En fordel med ET er at detektoren ikke må kopiere envelopen til signalet helt nøyaktig. Dette er fordi man kan velge å regulere forsyningsspenningen kun for et gitt spenn i envelopen. Dette vil gi en overordnet ”power backoff” (PBO) effektivitet karakteristikk sammenlignbar med en Doherty forsterker (Cripps, 2006). Denne metoden fungerer godt, men den fungerer ikke like godt for ikke ideelle forsterkere.

En av de største ulempene med ET ser man på båndbredden til forsyningsspenningen, for et ideelt tilfelle vil båndbredden nærme seg uendelig. I praksis så blir den krevde båndbredden rundt fire til åtte ganger større enn

båndbredden til RF signalet, avhengig av forsyningsspennings tracking-funksjoner (Olavsbråten and Gecan, 2017).

En antar at et sendt RF singal har en båndbredde, gitt ved  $B_{RF}$ , med tilsvarende basebåndsignal,  $V_{sig}$ , med båndbredde  $W=W_{BB}=B_{RF}/2$ , som er gitt i funksjonen 2.12 (Olavsbråten and Gecan, 2017).

$$v_{sig}(t) = v_I(t) + j * v_Q(t) \rightarrow W = \frac{B_{RF}}{2} \quad (2.12)$$

Hvis man videre ser på forsyningsspenningen som en funksjon av envelopen til signalet se funksjon 2.13, så resulterer det i denne teoretiske båndbredden som nærmer seg uendelig (Olavsbråten and Gecan, 2017).

$$v_{env}(t) = |v_{sig}(t)| = \sqrt{v_I(t)^2 + v_Q(t)^2} \rightarrow W = \infty \quad (2.13)$$

### 2.6.3 Power Envelope Tracking, PET

”Power Envelope Tracking”, PET, er en teknikk som bygger på ET. Dette er en teknikk som reduserer båndbredden til spenningsforsyningen drastisk, men får noe lavere effektivitet sammenlignet med ET. En videre modifikasjon av denne metoden, andre grads PET, gir nesten samme effektivitet som ET, men med en definert og begrenset båndbredde (Olavsbråten and Gecan, 2017).

Metoden PET som Olavsbråten og Gecan presenterer foreslår at forsyningsspenningen,  $V_d$ , burde følge formen til effekten til basebånd signalet. Dette er fordi båndbredden til det sendte RF signalet i et system vanligvis er  $B_{RF}=2W_{BB}$ , som er båndbredden til den sendte RF effekten, se ligning 2.14. For PET metoden så gir det forsyningsspenningen i ligning 2.15 (Olavsbråten and Gecan, 2017).

$$P_{env}(t) = v_{sig}(t) * v_{sig}^*(t) = v_{env}^2(t) \rightarrow W = B_{RF} \quad (2.14)$$

$$v_d(t) = a_0 + a_2 * v_{env}^2(t) = a_0 + a_2 * P_{env}(t) \quad (2.15)$$

Som nevnt tidligere følger ikke PET envelopen til signalet, og får derfor lavere effektivitet enn ET. Olavsbråten og Gecan foreslår derfor å utvide PET til høyere orden, for å følge envelopen til signalet bedre. En andre ordens PET testes også i denne rapporten, og er vist i ligning 2.16 og 2.17. Denne metoden får en økning på båndbredden, med en faktor på 2, sammenlignet med "pure" PET, men kommer til gjengeld mye nærmere effektiviteten til en ET PA (Olavsbråten and Gecan, 2017).

$$v_d(t) = a_0 + a_2 * v_{env}^2(t) + a_4 * v_{env}^4(t) \rightarrow W = 2 * B_{RF} \quad (2.16)$$

$$v_d(t) = a_0 + a_2 * P_{env}(t) + a_4 * P_{env}^2(t) \quad (2.17)$$

## 2.7 Memory effekter

Memory effekter er kretskaraktistikk, som ikke er støy, som ikke kan beskrives av den ulineære "steady-state" transferfunksjon til kretsen. Memory effekter gjør det derfor vanskelig å forutse oppførselen til kretsen, når man sender en modulert bølgeform (Colestock and Estep, 2019).

Det som typisk har blitt observert som kilder for memory effekter, for RF PA, er tre ting: selvoppvarming, elektronfangst (electron trapping) og basebåndeffekter (Wei et al., 2013).

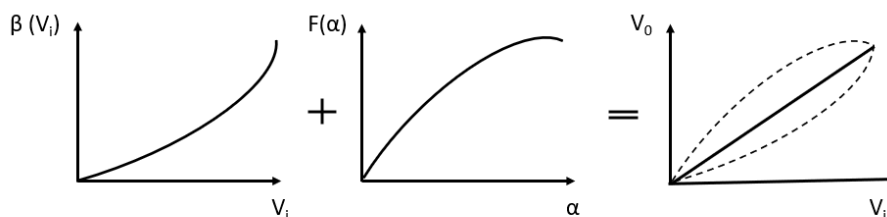
Målingene av disse effektene inkluderer dynamisk amplitudeforvrenging (AM/AM) og faseforvrenging (AM/PM) karakterisering, og to-tone målinger. Attraktive metoder for å karakterise en PA på er oppførselsmodeller, som black-box modellen, som inkluderer ulineariteter og memory effekter (Isaksson et al., 2006).

## 2.8 Lineariseringsmetoder

Ulineær forsterkning gir ”intermodulation distortion” (IMD), produkter som gir uønskede signalet i sidebåndet. Det er derfor ønskelig å ha lineær forsterkning. Det finnes derfor en del metoder for å linearisere forsterkningen for PAer, som ”feedback”, ”feedforward” og ”Digital Predistortion” (DPD). I denne rapporten skal DPD testes sammen med effektiviseringsmetoden PET.

### 2.8.1 Digital Predistortion, DPD

Konseptet med predistortion er en enkel form for linearisering, man finner forvrengningskarakteristikken, som komplimenterer forsterkerens forvrengninger. Deretter setter man predistortion'en i serie med forsterkeren. Dette gir ingen eller liten forvrengning fra inngang til utgang, som da skal gi et utgangssignal som er inngangssignalet forsterket, uten forvrengninger. Figur 2.6 viser denne effekten, men dette er kun for å illustrere, det er vanskelig å få til en direkte speiling. Dette er fordi det er uvanlig å predistorte jevneordens elementer til forsterkerens transferfunksjon ([Kenington, 2000](#)).



Figur 2.6: Effekten av predistortion

Vanskeligheten med predistortion er å finne en god karakteristikk for forvrengningene, og ved analog predistortion så må man i tillegg bygge en krets som passer med forvrengningene. Her kan ”Digital Predistortion”, DPD, gjøre det noe enklere. Derfor er også DPD ansett som en av de mest



brakte lineariseringsmetodene i dag. DPD reduserer memory effektene til forsterkeren, det er mulig å loope effekten for å oppnå mindre kortsiktige memory effekter og bedre linearisering som reduserer uønskede signaler i sidebåndene (ACPR) (Cripps, 2006).

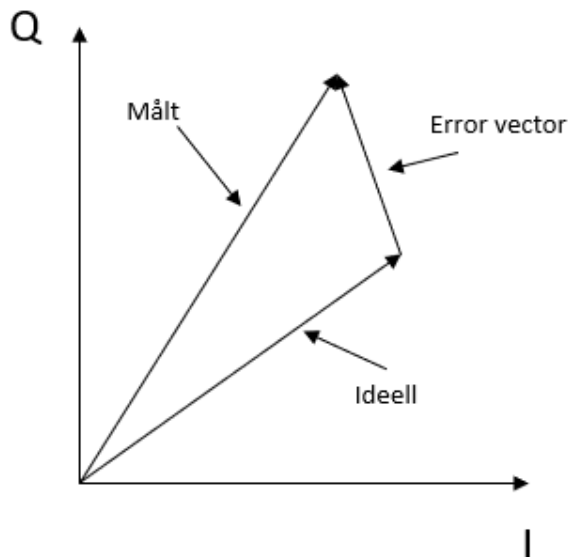
## 2.8.2 Lineariseringsmål

For å kunne vurdere prestasjonen til forsterkeren, så er det fint å bruke noen mål for å se på lineariteten til forsterkeren. I denne rapporten blir ”Error Vector Magnitude”(EVM), ”Adjacent Channel Power Ratio”(ACPR) og ”Signal to Total Distortion Ratio”(STDR) brukt. ACPR gir informasjon om forvrenginger utenfor signalbåndbredden, EVM gir informasjon om forvrengingene innenfor signalbåndbredden og STDR tar for seg begge.

## 2.8.3 EVM

Når et digitalt modulert signal sendes, så vil vi at alle konstellasjonspunktene skal treffe de ideelle konstellasjonspunktene. Sendere er ikke ideelle i virkeligheten, så det er derfor vanskelig å få til dette. ”Error Vector Magnitude”, EVM, er brukt til å måle denne feilen. Dette er illustrert i figur 2.7, fra dette ser en at lavere EVM gir bedre prestasjon. EVM er gjerne målt i prosent, gitt av funksjon 2.18, det er også vanlig å bruke målet  $EVM_{RMS}$  (Cripps, 2006).

$$EVM = \sqrt{\frac{\text{Errorvektor}}{\text{Ideellvektor}}} * 100\% \quad (2.18)$$



Figur 2.7: Error vektor.

### 2.8.4 ACPR

ACPR er målet på i hvilken grad det er spredning av signal i sidekanalene, som man finner ved å sammenligne spektrummet i sidekanalene og hovedkanalen, utenfor og innenfor signalbåndbredden. ACPR måles i dBc, ”decibels relative to carrier”, og oppgis som nedre og øvre, venstre og høyre, ACPR ([Kenington, 2000](#)).

### 2.8.5 STDR

”Signal to Total Distortion Ratio” (STDR) er et linearitetsmål, presentert av Dragan Gecan m.f. i ”Novel Metric Describing Total Nonlinearity of Power Amplifier With a Corresponding Figure of Merit for Linearity Evaluation

and Optimization” (Gecan et al., 2017). STDR tar for seg forvrenginger både utenfor og innenfor signalbåndbredden, og inkluderer ”memoryless non-linear distortion” og forvrengningen laget av memory effekter (Gecan et al., 2017).

STDR gis utifra den inverse av ”Nonlinear-linear Power Ratio”(NLPR), for minimumsverdien. STDR er gitt av funksjonen 2.19 med  $I_a$  lik gjennomsnittlig inngangseffekt,  $I_b$  lik den totale gjennomsnittlige utgangseffekten og  $I_x$  lik to ganger effekten til basebånd signalet (Gecan et al., 2017).

$$STDR = 10 \log \left( \frac{I_a I_b}{I_a I_b - |I_x|^2} \right) [dB] \quad (2.19)$$

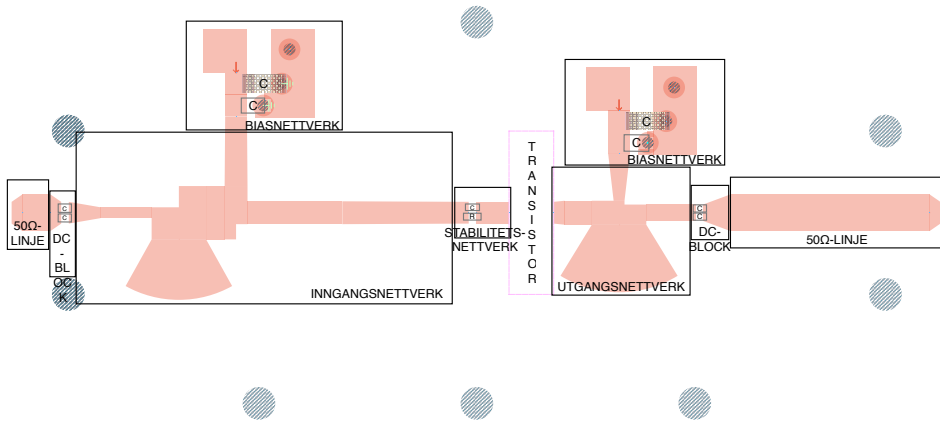
# Kapittel 3

## Metode

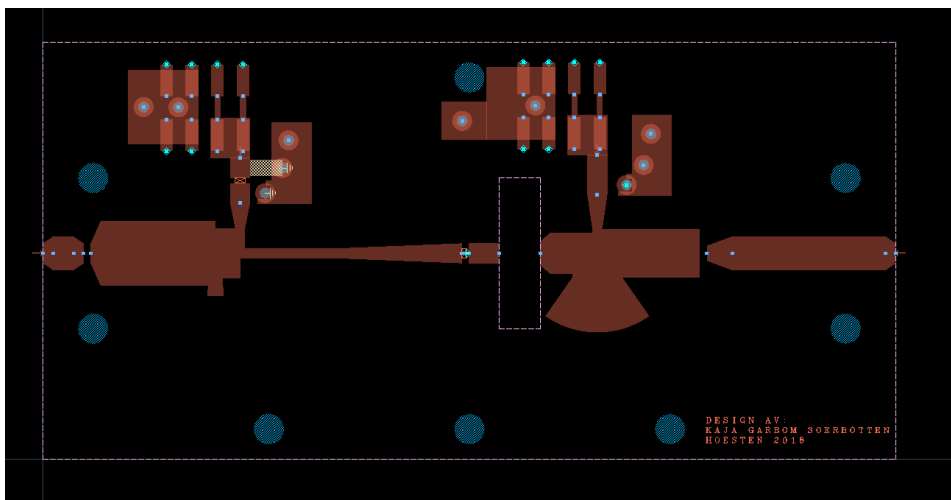
### 3.1 Effektförsterkeren

Effektförsterkeren er designet i prosjektoppgaven ”*Design av en klasse F effektförsterker*” (Sørbotten, 2018). I fremtidig arbeid, i denne rapporten, ble det konstatert at det var noen justeringer som måtte gjøres, før man kunne benytte den til videre arbeid med  $V_d$  modulasjon, tracking.

Designet er derfor tatt opp igjen i designprogrammet ADS, Advanced Design System, for å flytte senterfrekvensen fra 3,5 GHz til 3,4 GHz. Dette er fordi signalanalysatoren har hatt problemer med å måle korrekt for 3.6 GHz og over. Designet er også justert for å få ca. 200 MHz med en 1 dB båndbredde. Figur 3.1 viser layouten fra prosjektoppgaven, med beskrivelse av de forskjellige delene. Figur 3.2 viser det ferdige redesignet, hvor de justeringene som har blitt gjort er endringer på lengde, bredde og vinkler på linjer og stubber. Det er i tillegg lagt til rette for fester til tracker, både på ”Gate” og ”Drain”. Det skal kun festes tracker på ”Drain”.



Figur 3.1: Layout fra prosjektoppgave med beskrivelse.



Figur 3.2: Layout av nytt design med feste til tracker.

### 3.1.1 Informasjon om design av effektforsterker

Effektforsterkeren er produsert på Rogers substrat, som er 1,6 mm tykt. Substratet har et konduktivt kobberlag på begge sider, og egenskapene til substratet er listet i tabellen 3.1. Det er en 10 Watts "RF power GaN Hemt" transistor fra Cree som er brukt som utgangspunkt. ADS, "Advanced design system", er programmet som er brukt til design, simuleringer og generering av layout til produksjon. Spesifikasjonene for effektforsterkeren er:

**Frekvens:**  $f_c = 3,4 \text{ GHz}$

**Båndbredde (1dB):**  $f_{bw} \approx 200 \text{ MHz}$

**Forsterkning:**  $G_T > 12 \text{ dB}$ ,  $S_{21} > 12 \text{ dB}$

**Utgangseffekt:**  $P_o > 40 \text{ dBm}$

**PAE:** Så stor som mulig, innenfor lastlinjen for 40 dBm på peak

Navn	Verdi
H	1,524 mm
Er	3,55
Mur	1
Cond	5,96e7
Hu	1,0e-033 mm
T	35e-3 mm
TanD	0,0022

Tabell 3.1: Egenskaper til Rogers Substrat.

Det valgte arbeidspunktet til effektforsterkeren er vist i tabell 3.2.

Parameter	Verdi
$V_{GS}$	-2,8 V
$V_{DS}$	28,00 V
$I_{DS}$	153,6 mA
$I_{DS_{MAX}}$	988,2 mA

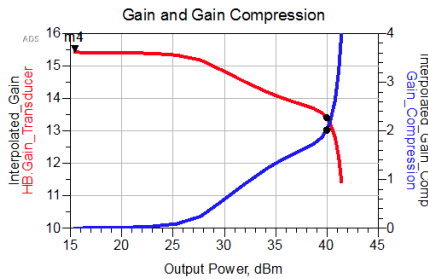
Tabell 3.2: Valgt arbeidspunkt.

For flere detaljer rundt designet av effektforsterkeren se ”Design av en klasse F effektforsterker” (Sørbotten, 2018).

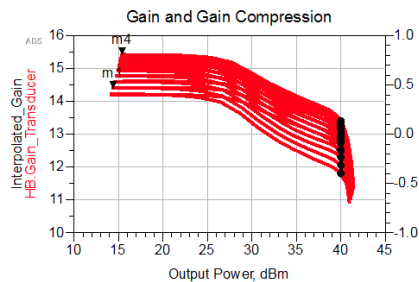
### 3.1.2 Simuleringer

Figurene 3.3 - 3.8 viser simuleringresultater for redesignet i simuleringverktøyet ADS. Disse indikerer at spesifikasjonene for designet oppnådd og at potensialet til  $G_T$  er 15,42 dB,  $P_o$  er 41,42 dBm og  $PAE_{peak}$  er 64,06% for 3,4 GHz. For frekvens sveipet viser simuleringen at  $G_T$  ligger mellom 14,3 dB og 15,42 dB,  $P_o$  ligger på 41,34 dBm og at  $PAE_{peak}$  er 64,06 %. Dette er resultater fra en harmonisk balanse simuleringer, med en 1 tone.

Det er også gjort simulering for å se på stabiliteten og S-parameterne til effektforsterkeren, se figur 3.9 til 4.2. Her er k-faktoren større enn 1,  $\mu$  er større enn 1 og  $\Delta$  mindre enn 1 fra 0 til 6 GHz. Dette indikerer at effektforsterkeren skal være stabil. S-parameterne gir at småsignal forsterkingen skal ligge rundt 14,4 dB til 15,4 dB for 3,3 til 3,5 GHz. Som gir en 1 dB båndbredde på ca. 200 MHz.



Figur 3.3: HB-simulering,  $G_T$  for 3,4 GHz.



Figur 3.4: HB-simulering,  $G_T$  for 3,3-3,5 GHz.

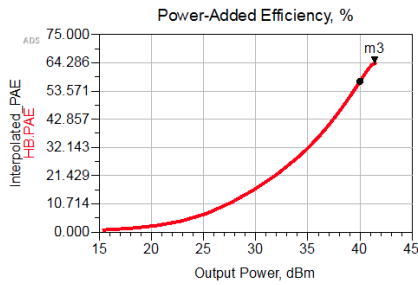


Figure 3.5: HB-simulering,  $PAE$  for 3,4 GHz.

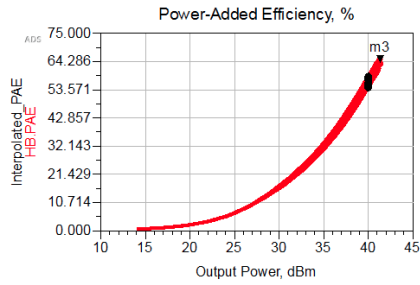


Figure 3.6: HB-simulering,  $PAE$  for 3,3-3,5 GHz.

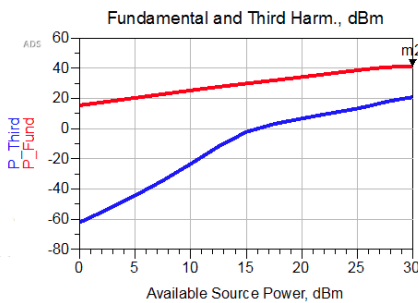


Figure 3.7: HB-simulering,  $P_o$  for 3,4 GHz.

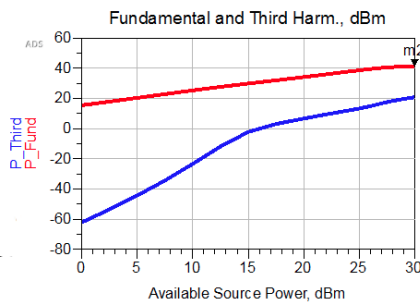


Figure 3.8: HB-simulering,  $P_o$  for 3,3-3,5 GHz.

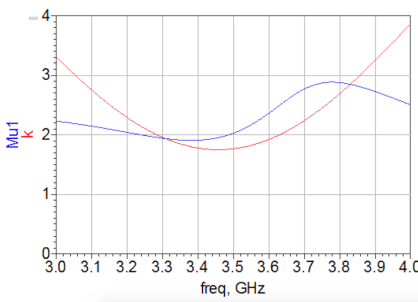


Figure 3.9: Stabilitetsfaktoren  $K$  til effektforsterkeren.

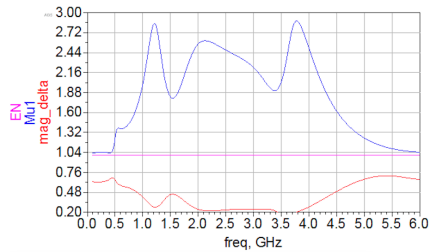
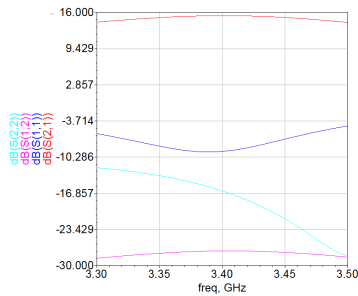
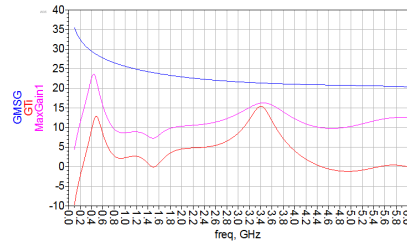


Figure 3.10: Stabilitetsfaktorene  $\mu$  og  $\Delta$  til effektforsterkeren.





Figur 3.11: S-parameterne til simuleringsmodellen, 3,3 - 3,5 GHz.



Figur 3.12:  $S(2,1)$ , MaxGain1, for 0 - 6 GHz.

### 3.1.3 Fra simulering til RF-lab

Figuren 3.2 viser layout'en som er generert i ADS ut ifra simuleringsmodellen. Designet er modifisert slik at det passer inn på en kjøleplate av aluminium, med festehull til transistor og kretskort, av størrelsen 82 x 82 mm. Kretskortet er laserfrest på Elektronikk og Prototypelaboratoriet ved NTNU.

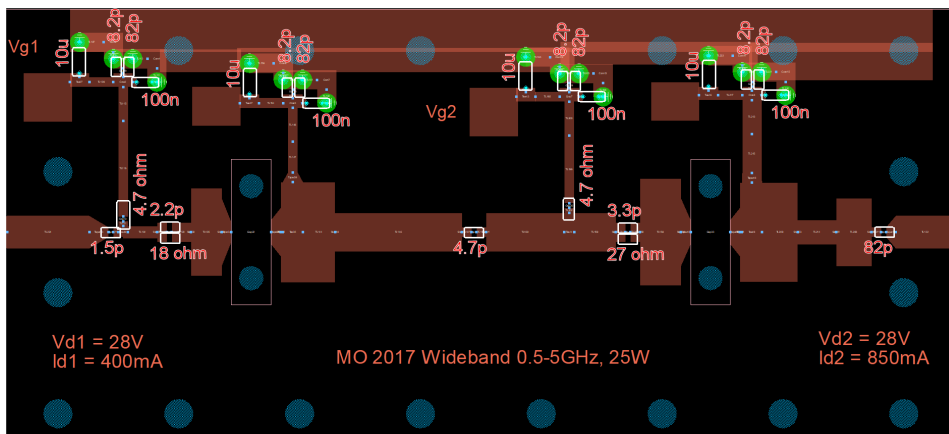
Det benyttes Murata og Johanson kondensatorer, som er montert på på RF-laboratoriet ved NTNU. I biasnettverkene er det en 1  $\mu F$  Murata kondensator og en 10  $pF$  Johanson kondensator som benyttes, det er to 82  $pF$  Johanson kondensatorer, i parallel, som brukes som DC-blokk ved utgang og inngang. I stabilitetsnettverket er det en 2,7  $pF$  Johanson kondensator i parallell med en 10  $\Omega$  motstand.

Det er lagt til kobberplater ved toppen av biasnettverkene for å kunne sette på spenningsforsyningene, ved "Gate" og "Drain", og tracker.

## 3.2 Klassifisering av effektforsterkeren

For å teste egenskapene til den ferdigproduserte og monterte effektforsterkeren gjennomføres det småsignal, 1-tone og 2-tone målinger. For å gjøre stor-

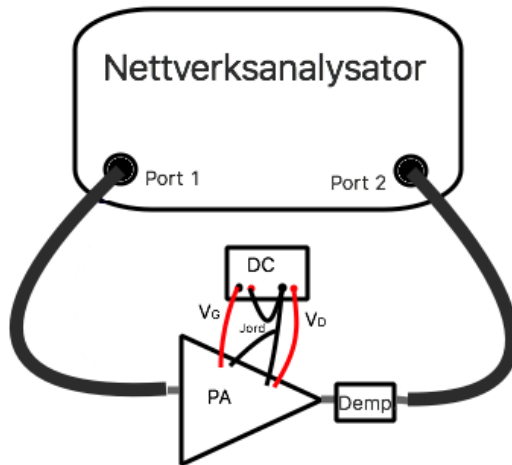
signal målinger, trengs det en driver, slik at man får gjennomført målinger på forsterkeren helt inn i kompresjon. Denne driveren er også montert på en kjøleplate av aluminium, med kondensatorer fra Murata og Johanson, layout med komponenter er vist i figur 3.13. Designet av denne driveren er gjort av Morten Olavsbråten, montering og småsignalkarakterisering er gjort av Kaja Garbom Sørbotten.



Figur 3.13: Layout med komponenter for driver.

### 3.2.1 Oppsett for småsignalmåling med VNA

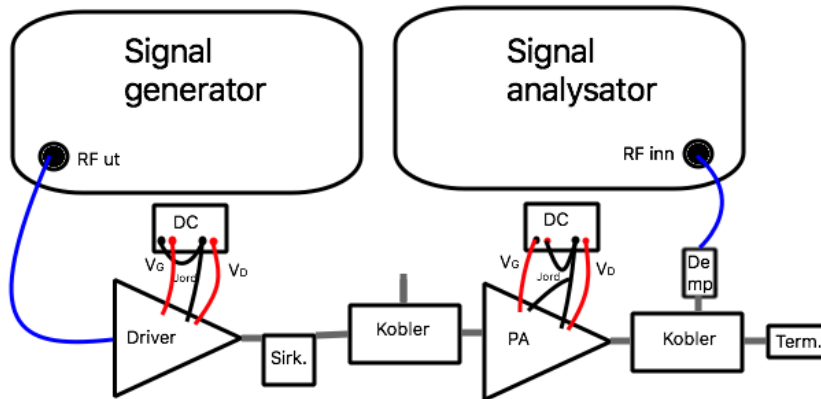
Småsignalmålingene gjøres med en VNA (Agilent Technologies E8364), nettverksanalytator, oppsett for målingene er vist i figur 3.14. Port 1 er koblet på inngangen på effektførsterkeren, på utgangen er det festet et dempeledd på 10 dB for å sikre at det ikke går mer enn 30 dBm inn på port 2 på nettverksanalytatoren. DC-forsyningen er satt til 28 V på drain og justert på gate for å oppnå en biasstrøm på 153 mA.



Figur 3.14: Måleoppsett for småsignal, S-parametere.

### 3.2.2 Oppsett for storsignalmåling

Storsignalmålingene, med 1-tone og 2-tone, er gjennomført med oppsettet som er vist i figur 3.15. Signalgeneratoren genererer et RF-signal som går inn gjennom driveren, så videre til sirkulatoren. Denne sørger for å sende eventuelle reflekterte signaler fra effektforsterkeren i en kortsluttet utgang. Fra sirkulatoren går signalet videre til en kobler, og så videre inn i PA'en. Utgangen på PA'en er festet til enda en kobler, som sender signalet inn i et dempeledd på 12 dB. Dempeleddet sikrer at det ikke er ett større signal enn 30 dBm som går inn på signalanalysatoren. Både driveren og PA'en er koblet opp med spenningsforsyning, som gir 28 V på drain og en gate spenning som gir riktig biasstrøm.



Figur 3.15: Måleoppsett for 1-tone og 2-tone, storsignal.

## 3.3 Drain tracking-funksjoner og PET

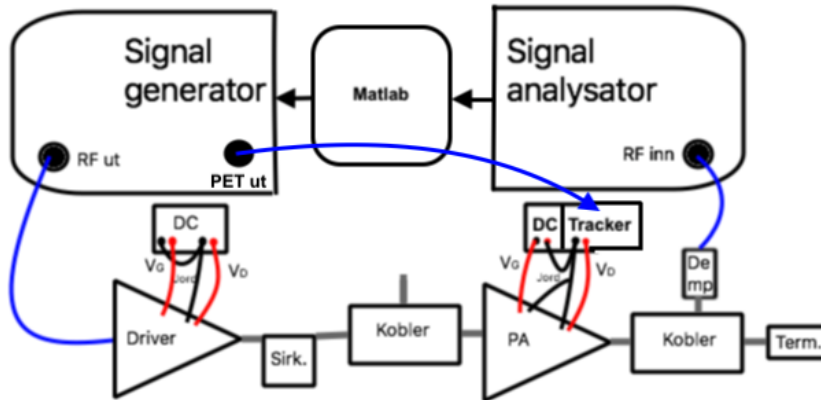
### 3.3.1 Drain tracking-funksjoner

For å kunne gjennomføre trackingen,  $V_d$ -modulasjon, så må det lages gode funksjoner for "Drain" spenningen. Disse funksjonene definerer  $V_d$  spenningen for en gitt inngangseffekt. Disse er designet for spesifikke mål, som flat forsterkning og maksimal PAE. Det ble gjennomført 1-tone målinger med varierende "Drain" spenninger,  $V_d$  fra 6 V til 28 V, for å ha et godt datagrunnlag. Denne dataen er brukt til å lage funksjonene.

### 3.3.2 Oppsett for "Drain" tracking målinger

For å gjennomføre målingene med trackeren brukes oppsettet vist i figur 3.16. Det er samme type oppsett som ved 1-tone og 2-tone målingene, men det er koblet et "Power meter" på kobleren før effektforsterkeren for å måle inngangssignalet. I tillegg brukes Matlab for å generere et 4 MHz 16-QAM signal som sendes ut fra signalgeneratoren, og videre inn i driveren og resten av oppsettet. I tillegg sender matlab et korresponderende tracking signal til

signalgeneratoren. Dette sendes ut fra signalgeneratoren til trackeren for å regulere  $V_d$  spenningen. Matlab brukes også til å regulere forsinkelse på tracking-signalet, for å oppnå synkront mottak ved forsterkeren.



Figur 3.16: Oppsett for målinger med tracker.

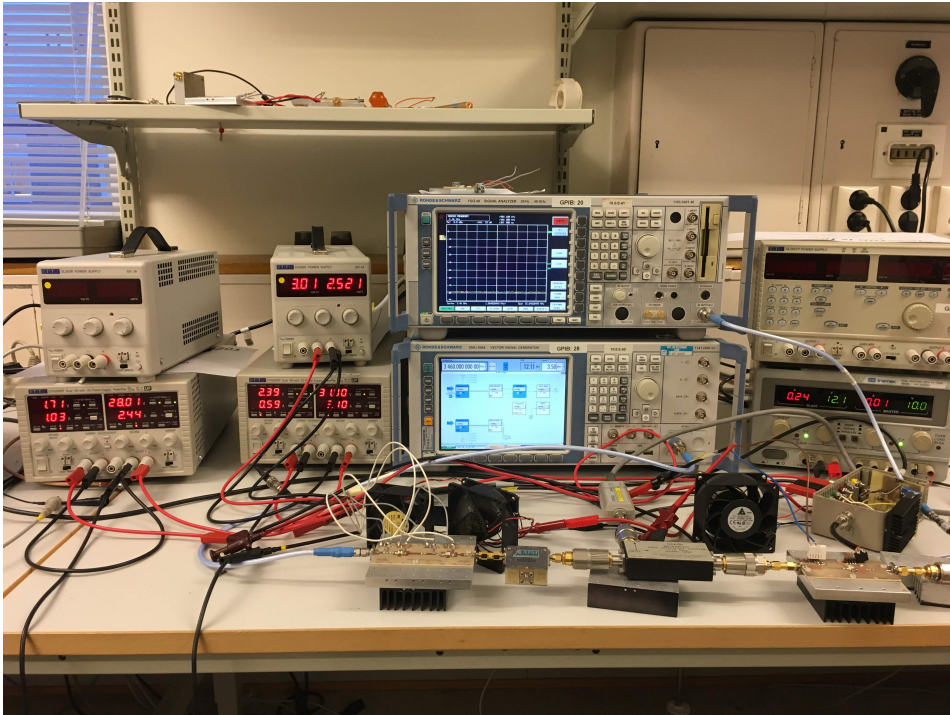
### 3.4 DPD, Digital Predistortion

Koden som utfører DPD signalet er laget i MATLAB, og er basert på MATLAB og Simulink sin adaptive simuleringsmodell. Koden som er laget for dette tilfellet tar inn det originale inngang og utgangssignalet fra effektforsterkeren, fra målingene med 4 MHz 16-QAM signalet med tracking. Inngangssignalet blir uttrykt av utgangssignalet og effektforsterkerens koeffisienter, basert på lineariteten, og memory og dybde, til forsterkeren. Så snur en om på det, og ser på utgangssignalet uttrykt av inngangssignalet, og DPD koeffisientene, og løser ut for DPD koeffisientene. Deretter blir det generert et nytt 4 MHz 16-QAM signal, som er justert for DPDen, og det sendes et nytt tracking signal til trackeren.

Det er mulig å kjøre koden flere ganger, slik at man kan kjøre gjentatte runder med DPD, for å optimalisere resultatet.

### 3.4.1 Oppsett for PET målinger med DPD

Oppsettet er det samme som uten DPD, men det sendte 4 MHz 16-QAM signalet er redigert med DPD-koden. Figur 3.17 viser bilde fra laboratoriet, ved målinger med tracker med og uten DPD.



Figur 3.17: Oppsett for målinger med tracker, bilde fra laboratoriet.

### 3.5 Utstyr

Tabell 3.3 viser en fullstendig liste med alt utstyr som er brukt til å utføre alle målinger.

Utstyr	Navn
Nettverksanalysator	Agilent Technologies E8364B
VNA Kalibreringsutstyr	HP 85052D2
VNA ledninger	HP 85133-60016
Signalanalysator	Rohde & Schwarz FSQ40
Signalgenerator	Rohde & Schwarz SMU200A
Oscilloscope	Agilent Technologies MSO9254A
2. stk DC-forsyning	TTi CPX200DP
DC-forsyning	TTi EX355R
Sirkulator	ATM P/N ATI2-4 2-4 GHz
RF Attenuator 10 dB	H+S 5910_SMA-50-010
25 Watt SMA Terminations	ATM PNR T2515, DC-12.0 GHz
Broadband high directivity coupler	narda, 1-18GHz, model 5292
Broadband high directivity coupler	narda, 1-18GHz, model 5292
RF kabler	Huber+Suhner Sucoflex ex 100

Tabell 3.3: Utstyr som brukes under stor-, småsignal og tracking målinger.

# Kapittel 4

## Resultater

### 4.1 Effektförsterkeren

#### 4.1.1 Småsignal

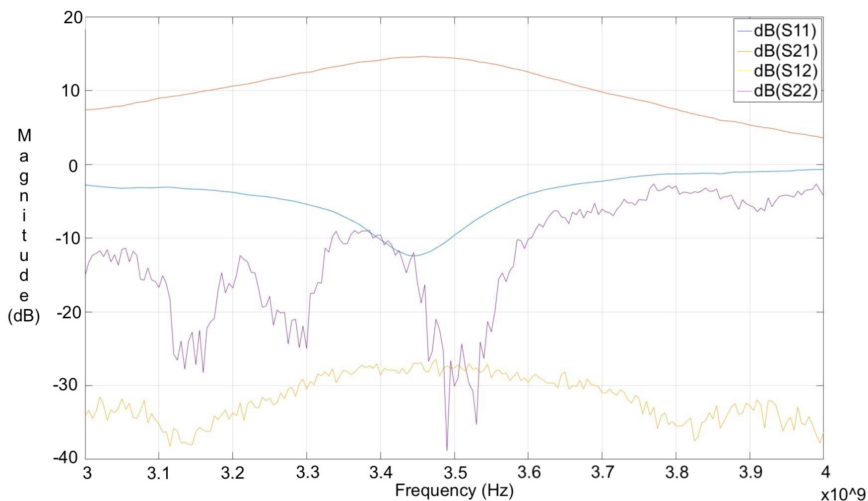
Det er gjort småsignalmålinger med nettverksanalysatoren, VNA. Figur 4.1 viser s-parameterne til effektförsterkeren, figur 4.2 viser småsignalförsterkningen,  $S_{21}$ , innenfor målt båndbredde. Effektförsterkeren har en målt båndbredde på 195 MHz, innenfor 1 dB försterkning, med en senterfrekvens ved ca. 3,45 GHz.

#### 4.1.2 1-tone

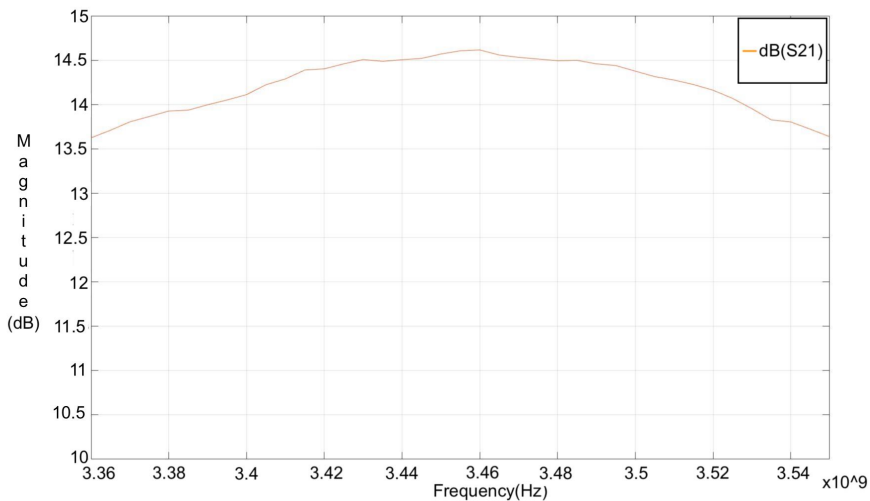
Senterfrekvensen har flyttet seg fra 3,4 GHz til 3,45 GHz. Ved 1-tone målinger med frekvens sveip fra 3,35 GHz til 3,55 GHz, så gav målingen ved 3,46 GHz best PAE. Derfor er videre målinger og resultater med 3,46 GHz som frekvens. Resultatene for 1-tone målingene, ved 3,46 GHz, som er utført er vist i figur 4.3, 4.5 og 4.4.

Tabell 4.1 lister oversikten over spesifikasjonene, simuleringene og resulta-



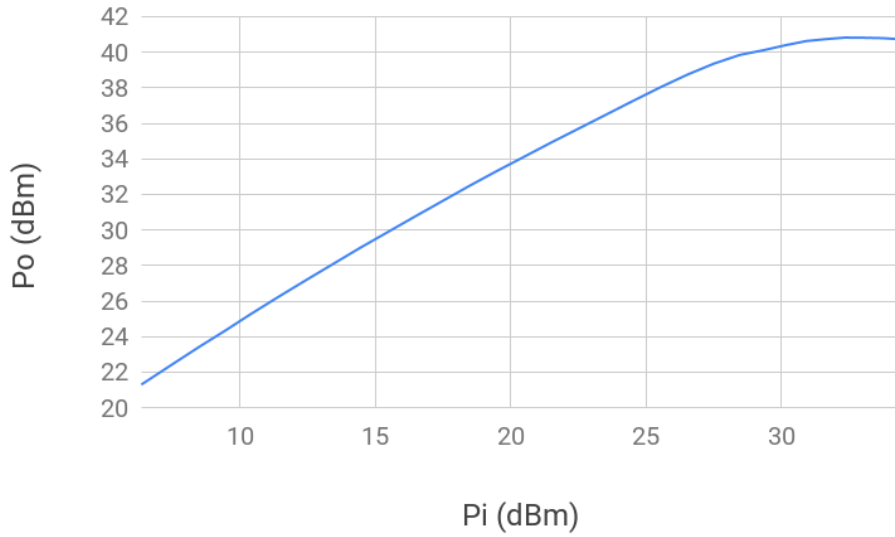


Figur 4.1: S-parametere, VNA.

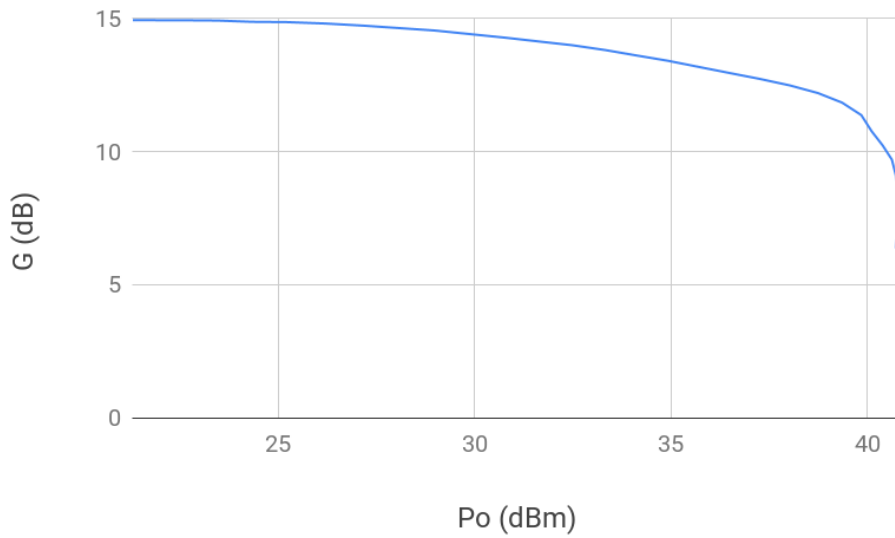


Figur 4.2: S21, småsignalforsterkning, VNA.

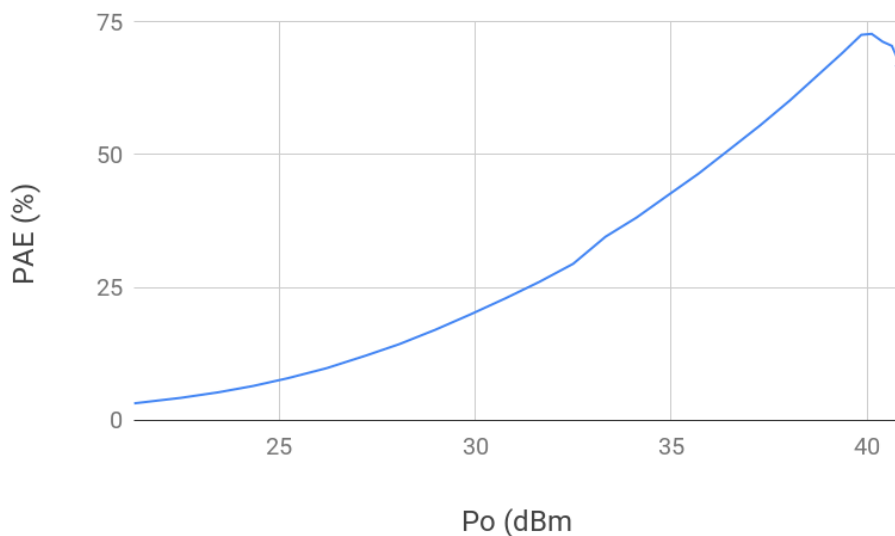
tene fra 1-tone målingene. Den viser at spesifikasjonene er møtt og de målte verdiene er:  $G_T = 15$  dB ,  $P_o = 40,2$  dBm,  $PAE_{peak} = 72,75$  % og  $S_{21}$  14,7 dB. Senterfrekvenser har flyttet seg noe, 0,06 GHz, men båndbredden ligger da fortsatt under 3,6 GHz, som var poenget med å flytte senterfrekvensen.



Figur 4.3:  $P_o$  mot  $P_i$ ,  $P_i$ -sveip på 3,46 GHz,  $V_d = 28$  V.



Figur 4.4:  $G$  mot  $P_o$ ,  $P_i$ -sveip på 3,46 GHz,  $V_d = 28$  V.



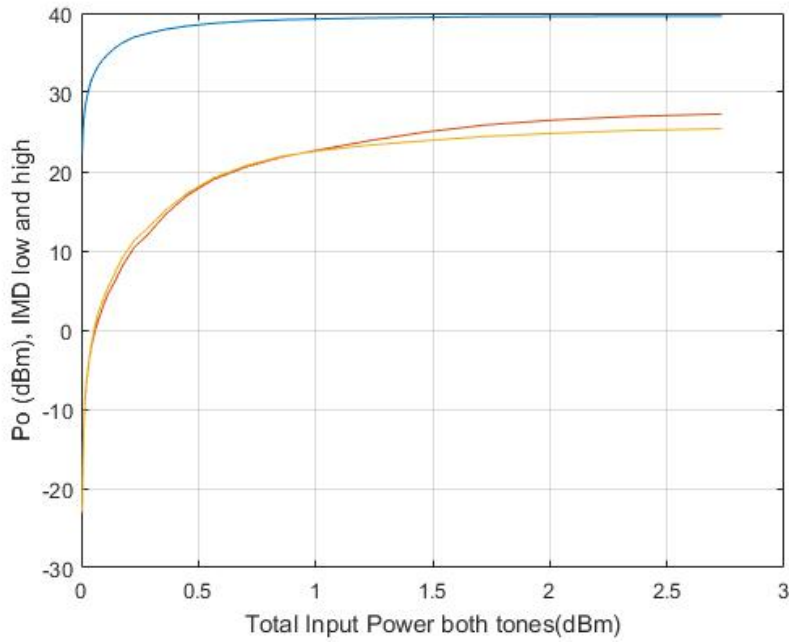
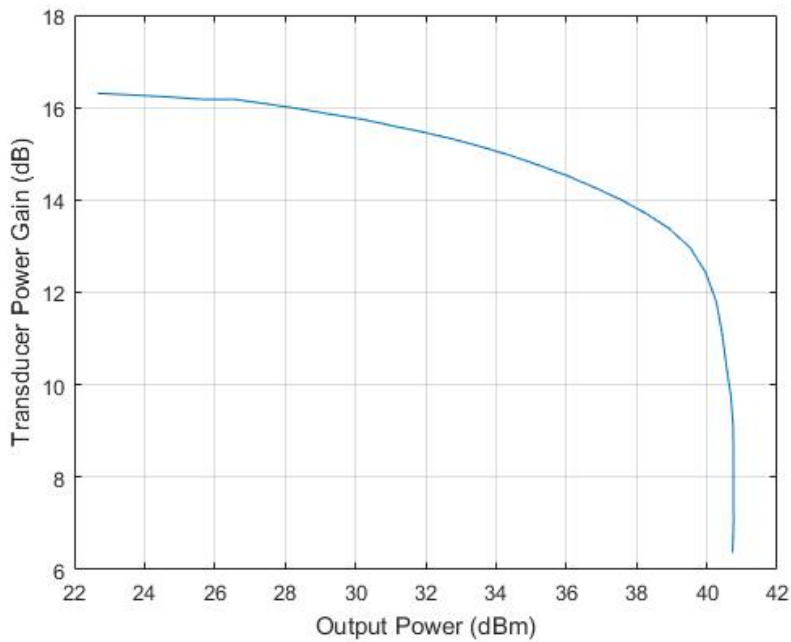
Figur 4.5: PAE mot  $P_o$ ,  $P_i$ -sveip på 3,46 GHz,  $V_d = 28$  V.

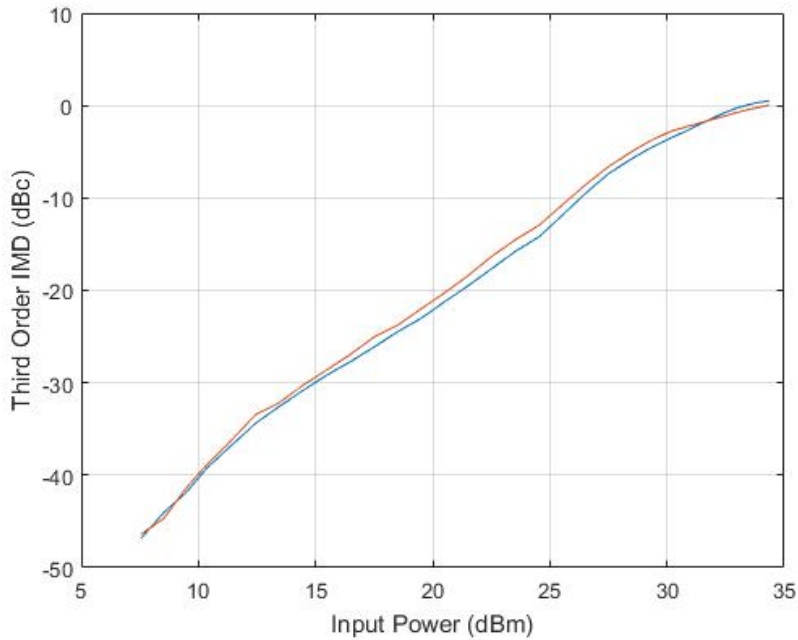
Parameter	Simulerte verdier	Målte verdier	Spesifikasjoner	Oppnådd
$f_c$	3,4 GHz	3,46 GHz	3,4 GHz	JA
$f_w$	200 MHz	195 MHz	$\approx 200$ MHz	JA
$G_T$	15,42 dB	15 dB	$> 12$ dB	JA
$S_{21}$	15,5 dB	14,7 dB	$> 12$ dB	JA
$P_o$	41,34 dBm	40,2 dBm	$> 40$ dBm	JA
$PAE_{peak}$	64,06 %	72,75 %	$>>$	JA

Tabell 4.1: Målte resultater.

### 4.1.3 2-tone

Figur 4.6, 4.7 og 4.8 viser de målte resultatene for 2-tone målingen utført på effektforsterkeren, med en avstand mellom tone på 5 MHz.

Figur 4.6:  $P_o$  mot  $P_i$ , for kanal avstand på 5 MHz, 2-tone.Figur 4.7:  $G_T$  mot  $P_o$ , 2-tone.

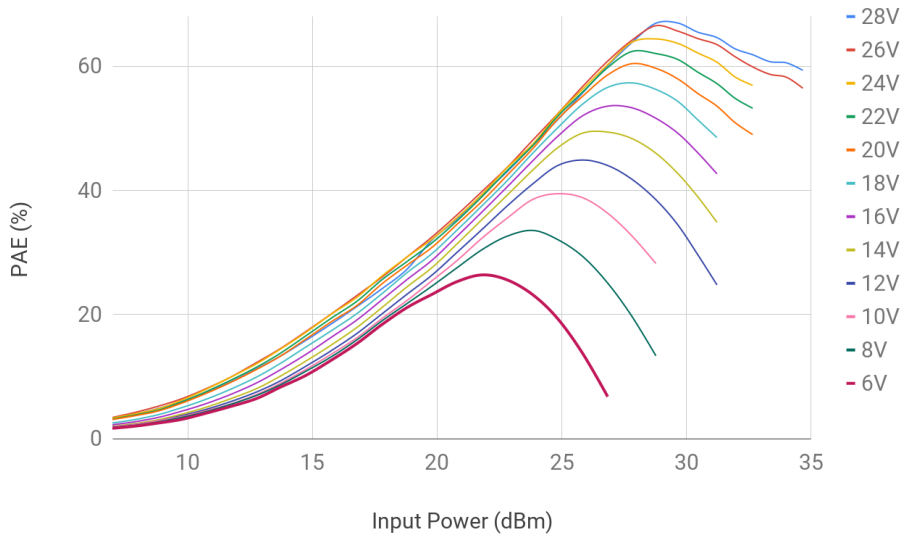
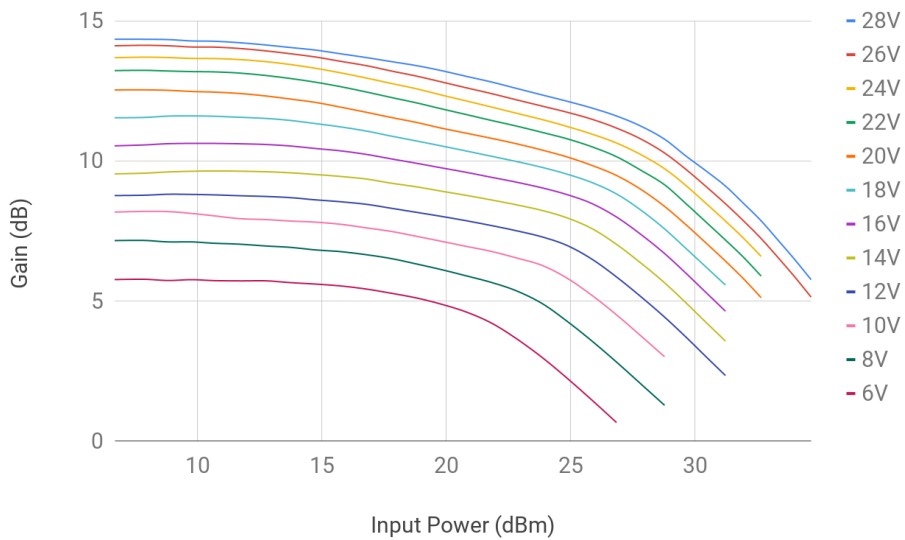


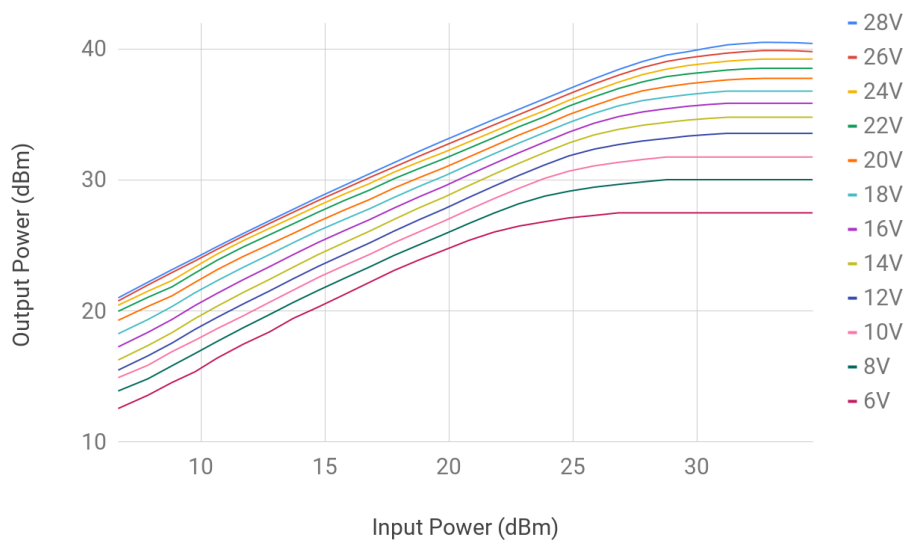
Figur 4.8: Tredje orden IMD mot  $P_i$ , 2-tone.

## 4.2 Tracking resultater

### 4.2.1 1-tone målinger med varierende "Drain" spenning

1-tone målingene med varierende "Drain" spenning er gjort med et sveip på inngangseffekten og ved 3,46 GHz. Figurene 4.9, 4.10 og 4.11 viser resultatene fra disse målingene. Det er disse resultatene som er brukt til å lage tracking-funksjoner for  $V_d$ .

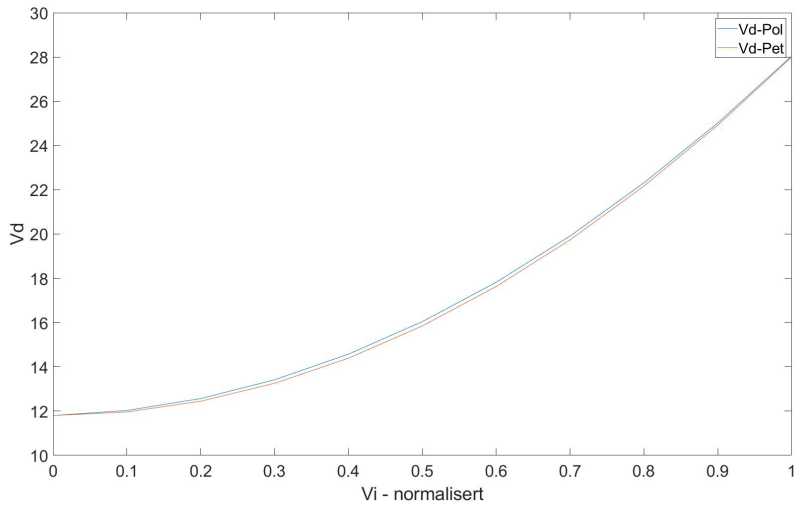
Figur 4.9: PAE mot  $P_i$  på 3,46 GHz, med varierende  $V_d$  spenning.Figur 4.10: G mot  $P_i$  på 3,46 GHz, med varierende  $V_d$  spenning.



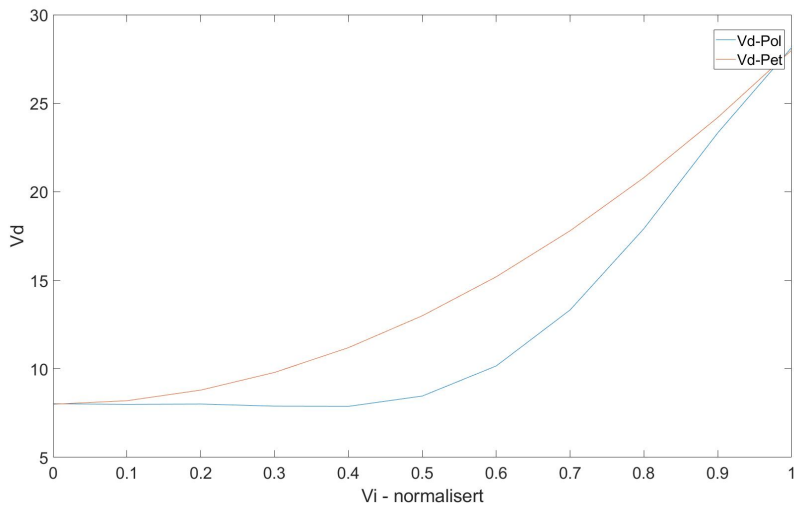
Figur 4.11:  $P_o$  mot  $P_i$  på 3,46 GHz, med varierende  $V_d$  spenning.

## 4.2.2 Tracking-funksjoner

Funksjonene for tracking er laget for å oppnå maksimal PAE og flat forsterkning, "Gain", for alle " $P_i$ ". Det er laget høye grads polynesiske funksjoner i Excel som følger målte verdier, MATLAB er brukt til å finne 1. ordens PET og 2. ordens PET funksjoner som følger disse så godt som mulig. Dette er vist i figur 4.12 og 4.14. Det er også en konstant 28 V,  $V_d$ , for å ha noe å sammenligne med, i tillegg til en ideell ET funksjon, som går fra 6 V til 28 V. Figur 3.16 viser de valgte tracking funksjonene. De er også vist i tabell 4.2.



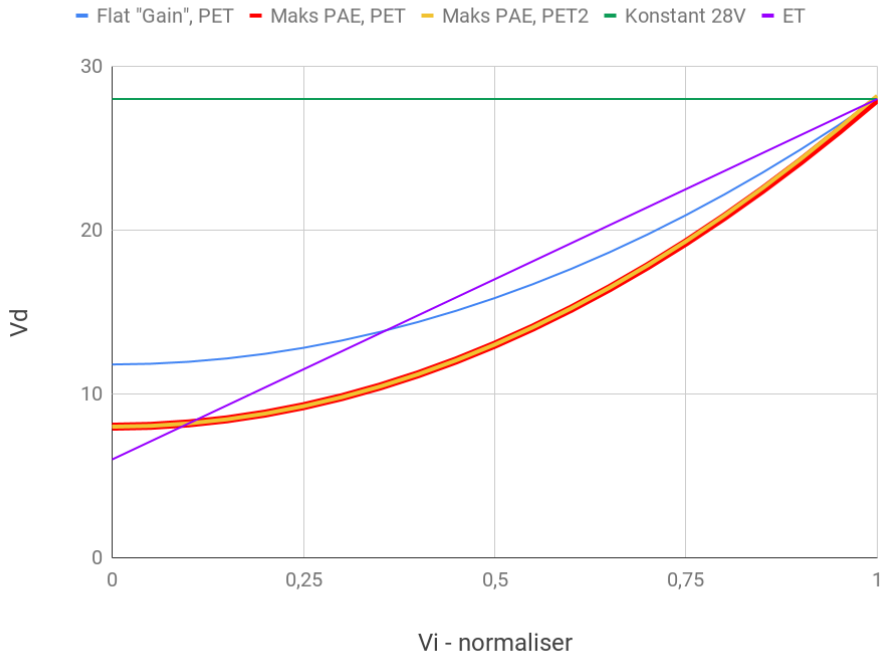
Figur 4.12: Tracking-funksjon for flat Gain på 8,5 dB fra 2. grads funksjon.



Figur 4.13: Tracking-funksjon for maksimal PAE fra 8 V, fra 5. grad funksjon.



## Tracking funksjoner



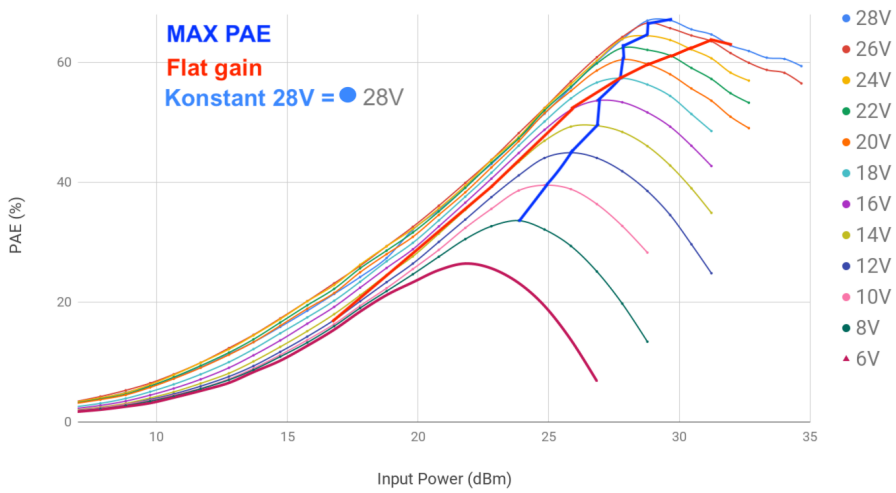
Figur 4.14: Tracking-funksjonene.

Funksjon	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
Konstant 28V	28	-	-	-	-
Ideell ET	6	22	-	-	-
Flat "Gain", PET	11,8	-	16,2	-	-
Maks PAE, PET	8	-	20	-	-
Maks PAE, PET2	8	-	20	-	0,2

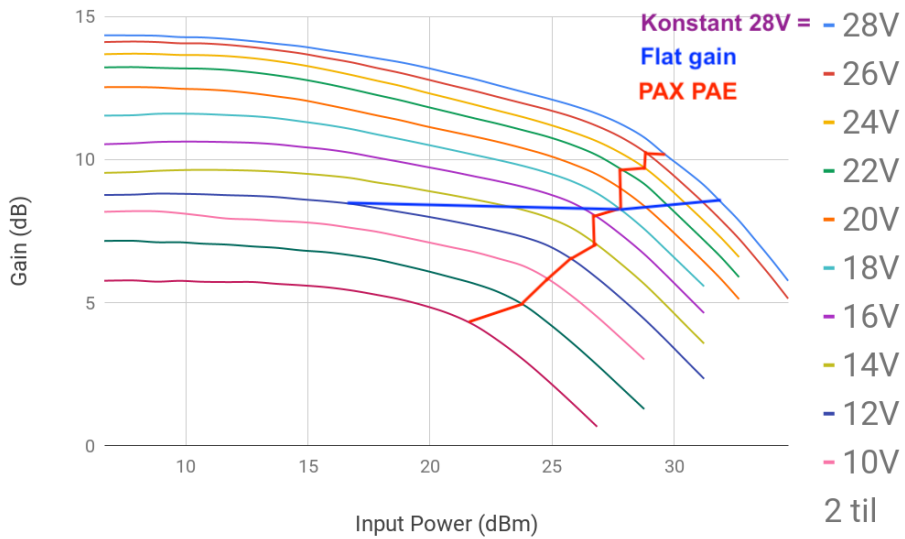
Tabell 4.2: Tracking-funksjoner for PET målinger.

## 4.2.2.1 Forventet prestasjon

Figurene 4.15 og 4.16 viser forventet prestasjon, PAE- og "Gain"-trajectories, for maksimal PAE, flat forsterkning og konstant  $V_d$  ved 28 V.



Figur 4.15: Forventede prestasjoner for PAE.



Figur 4.16: Forventede prestasjoner for forsterkning,  $G_T$ .

### 4.2.3 Tracking målinger

Trackingen er gjort med og uten forsinkelse på tracking signalet, forsinkelsen er for sørge for at signalene er synkronisert ved forsterkeren. Forsinkelsen er justert inn slik, at ACPR er så godt som lik på begge sider. Et sammendrag av resultatene med forsinkelse er listet i tabell 4.3. Et sammendrag av disse resultatene uten forsinkelse er listet i tabell 4.4. Alle målingene er gjort med rundt 32,3 dBm som utgangseffekt,  $P_o$ .

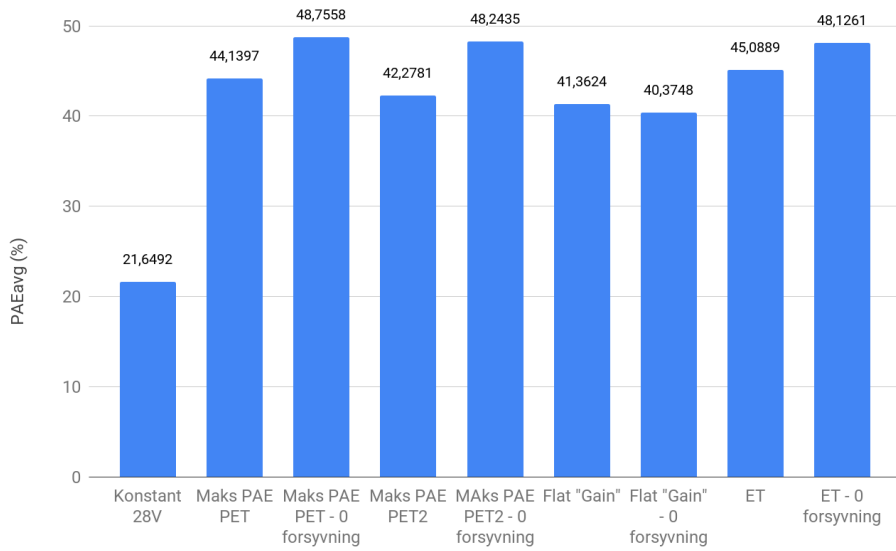
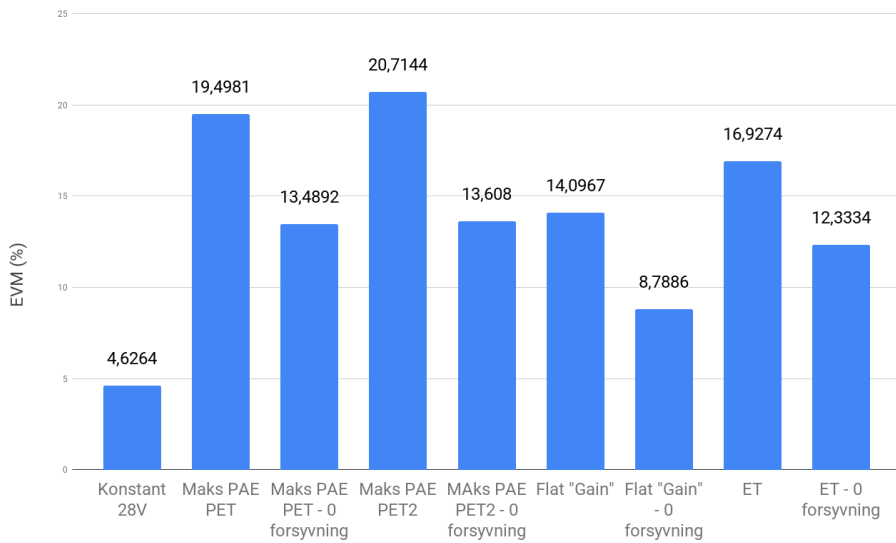
Målinger	$PAE_{avg}$ (%)	EVM (%)	STDR (dB)	ACPR(dBc) Venstre, Høyre	$P_o$ (dBm)
Konstant 28V	21,65	4,63	24,64	-33,7 , -33,6	32,34
ET	45,09	16,92	16,34	-26,3 , -27,2	32,39
Flat "Gain", PET	41,36	14,1	19,20	-27,9 , -29,2	32,28
Maks PAE, PET	44,14	19,5	15,71	-24,2 , -25,8	32,21
Maks PAE, PET2	42,28	20,71	15,49	-24 , -25,2	32,07

Tabell 4.3: Sammendrag av målte resultater med tracking.

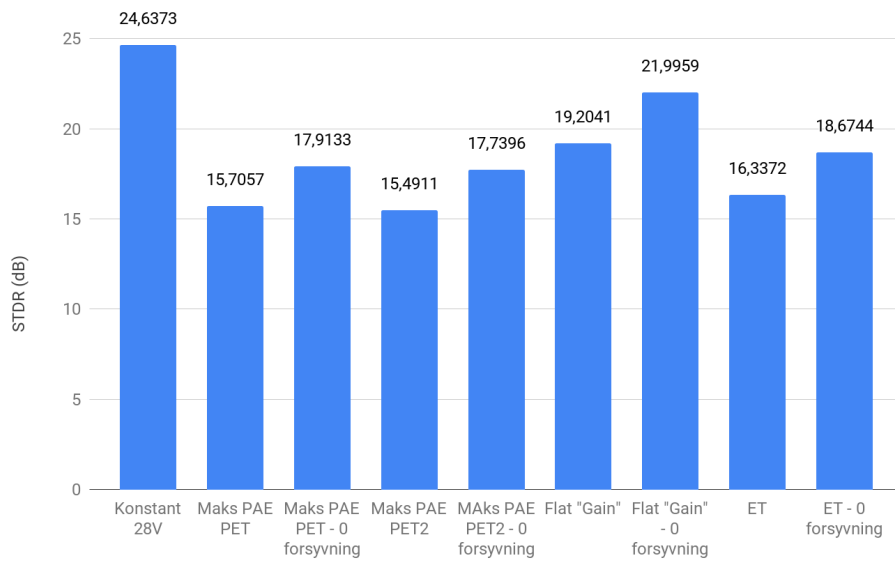
Målinger	$PAE_{avg}$ (%)	EVM (%)	STDR (dB)	ACPR(dBc) Venstre, Høyre	$P_o$ (dBm)
Konstant 28V	21,65	4,63	24,64	-33,7 , -33,6	32,34
ET	48,13	12,33	18,67	-29 , -30,9	32,62
Flat "Gain", PET	40,38	8,79	22	-31,4 , -35,4	32,46
Maks PAE, PET	48,76	13,49	17,91	-26,7 , -30,7	32,53
Maks PAE, PET2	48,24	13,61	17,74	-26,8 , -30,5	32,48

Tabell 4.4: Sammendrag av målte resultater med tracking uten forsinkelse på tracking.

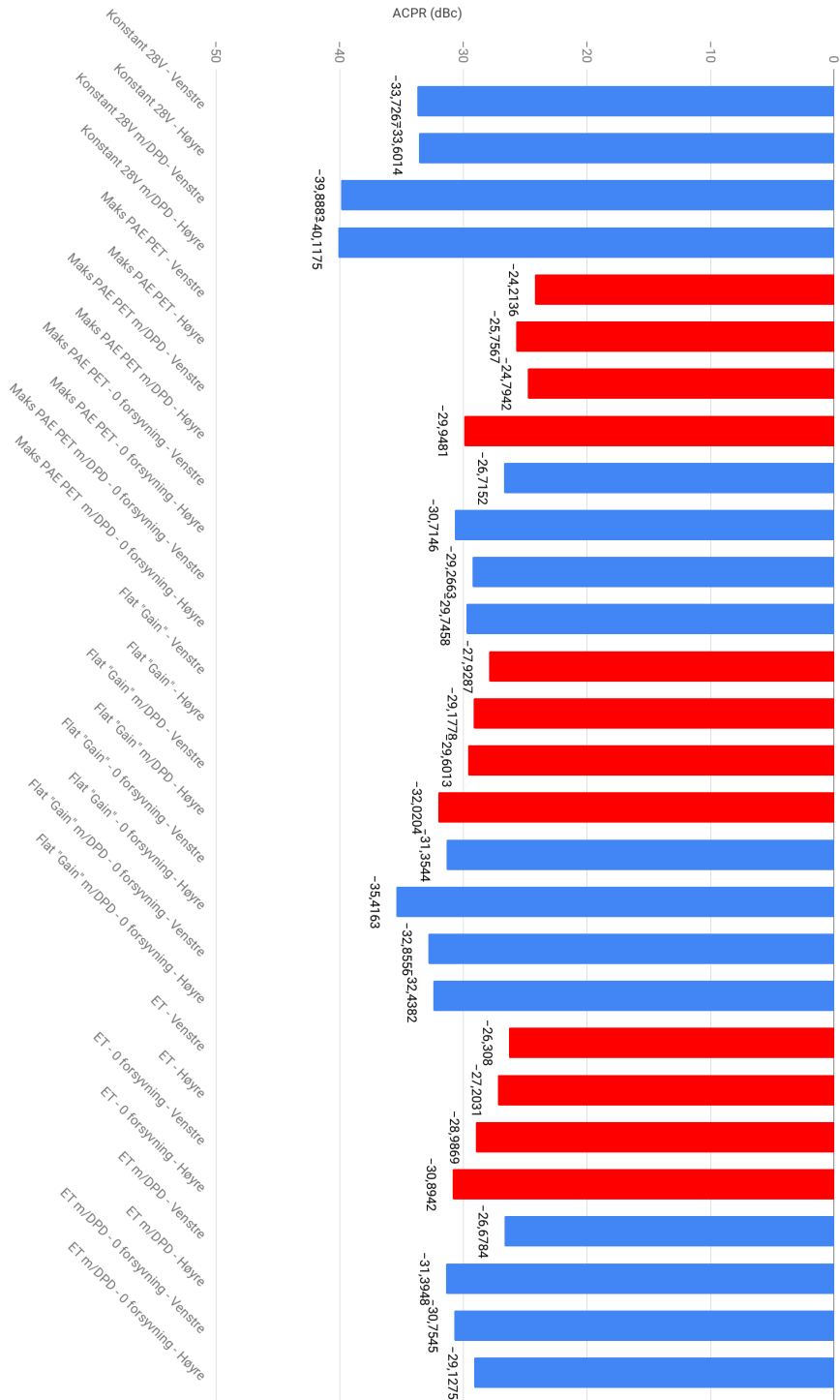
De samme resultatene som er vist i tabellene er vist grafisk i figur 4.17, 4.18, 4.19 og 4.20.

Figur 4.17:  $PAE_{avg}$ .

Figur 4.18: EVM.



Figur 4.19: STDR.



Figur 4.20: ACPR venstre og høyre.

#### 4.2.4 Tracking målinger med DPD

Målingene som er gjort med DPD er gjort for konstant 28 V på "Drain" spenningen ( $V_d$ ), ideell ET, flat forsterkning 1. ordens PET og maksimal PAE 1. ordens PET. Målingene er gjort med og uten forsinkelse, sammendrag av resultatene er listet i tabell 4.5 og 4.6.

Målinger	$PAE_{avg}$ (%)	EVM (%)	STDR (dB)	ACPR(dBc) Venstre,Høyre	$P_0$ (dBm)
Konstant 28V	20,45	2,85	23,87	-39,9 , -40,1	31,77
ET	42,55	16,55	16,53	-26,7 , -31,4	32,36
Flat "Gain", PET	41,39	10,86	19,31	-29,6 , -32	32,05
Maks PAE, PET	46,53	15,94	15,51	-24,8 , -29,9	32,68

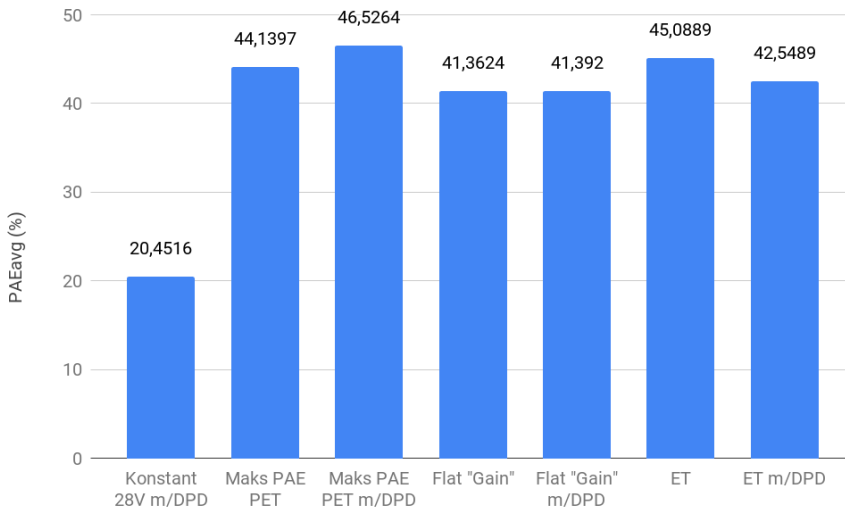
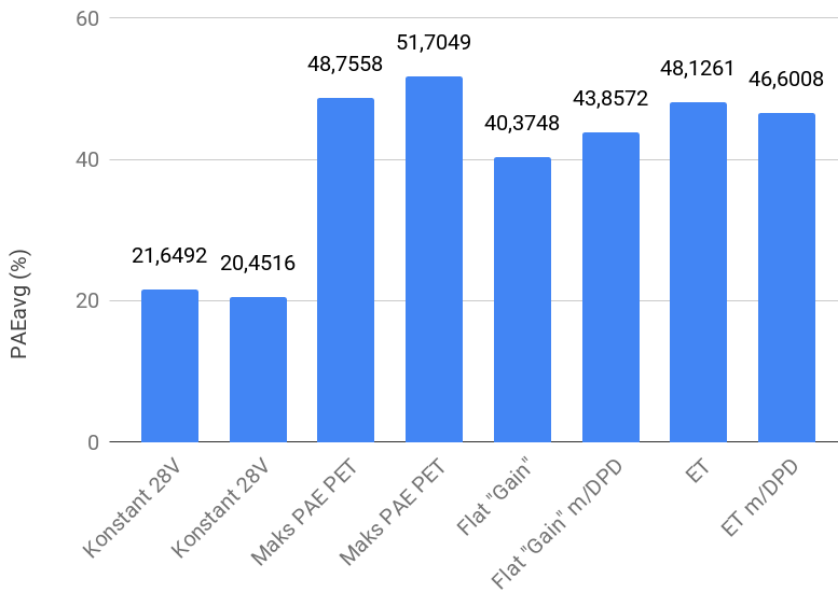
Tabell 4.5: Sammendrag av målte resultater med tracking og DPD.

Målinger	$PAE_{avg}$ (%)	EVM (%)	STDR (dB)	ACPR(dBc) Venstre,Høyre	$P_0$ (dBm)
Konstant 28V	20,45	2,85	23,87	-39,9 , -40,1	31,77
ET	46,6	10,48	19,57	-30,8 , -29,1	32,75
Flat "Gain", PET	43,86	8,31	22,28	-32,9 , -32,43	32,34
Maks PAE, PET	51,71	11,67	18,23	-29,3 , -29,7	33,12

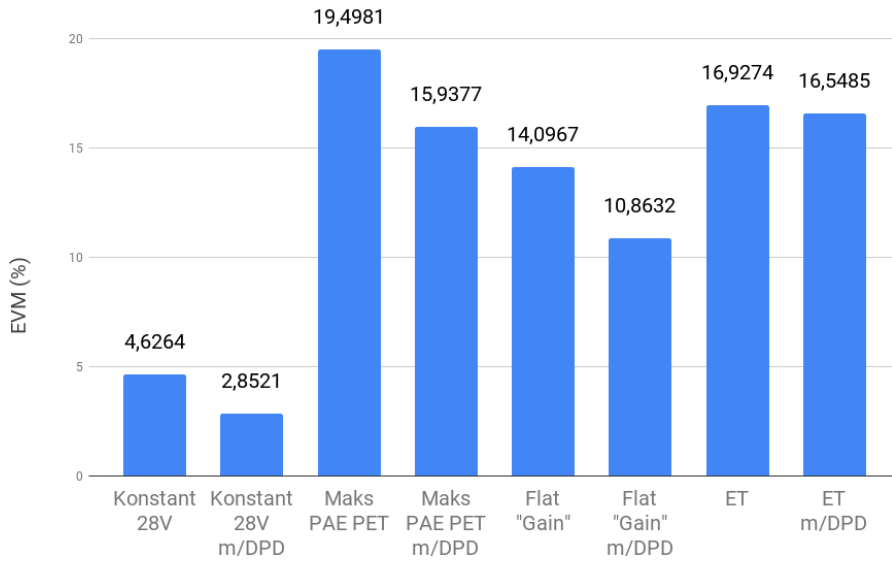
Tabell 4.6: Sammendrag av målte resultater med tracking uten forsinkelse på tracking, og DPD.

#### 4.2.5 Sammenligning av resultatene fra tracking med og uten DPD

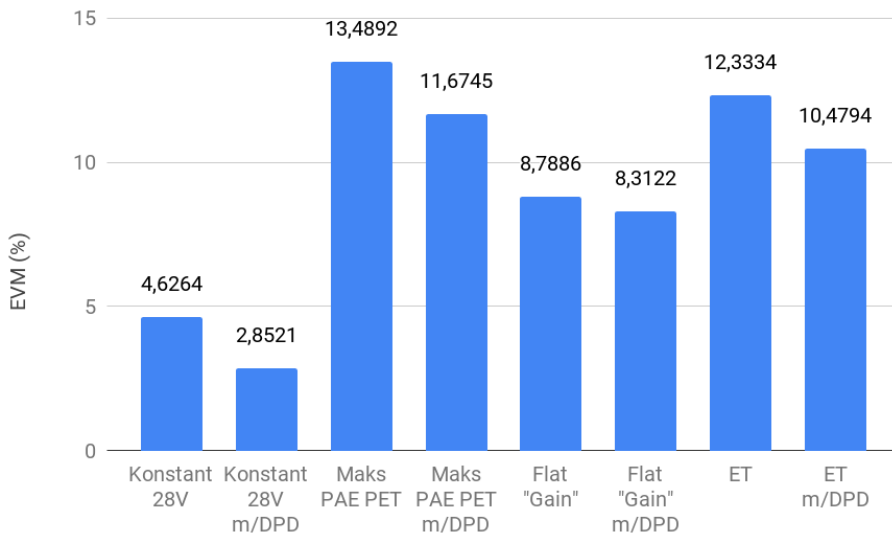
Resultatene med og uten DPD er vist grafisk i figurene 4.21, 4.22, 4.23, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27 og 4.28.

Figur 4.21:  $PAE_{avg}$  med forsinkelse.Figur 4.22:  $PAE_{avg}$  uten forsinkelse.

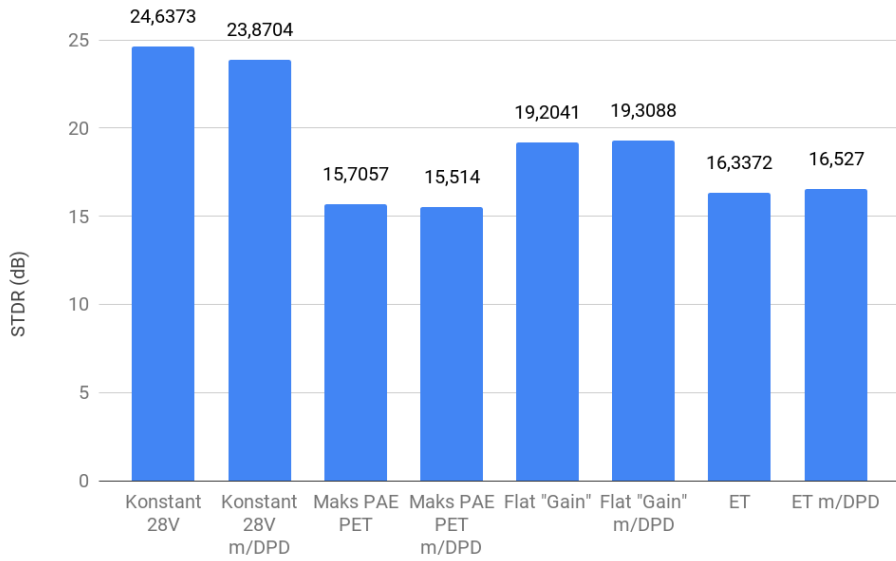




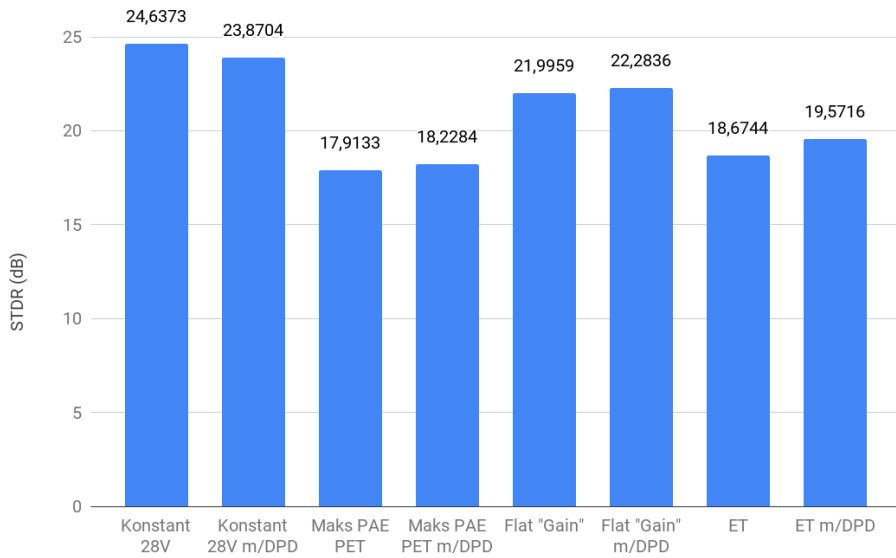
Figur 4.23: EVM med forsinkelse.



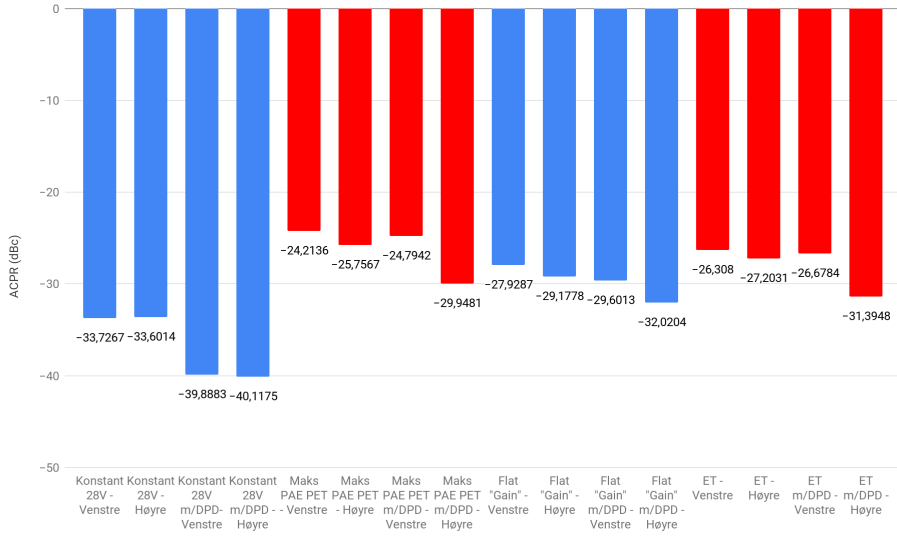
Figur 4.24: EVM uten forsinkelse.



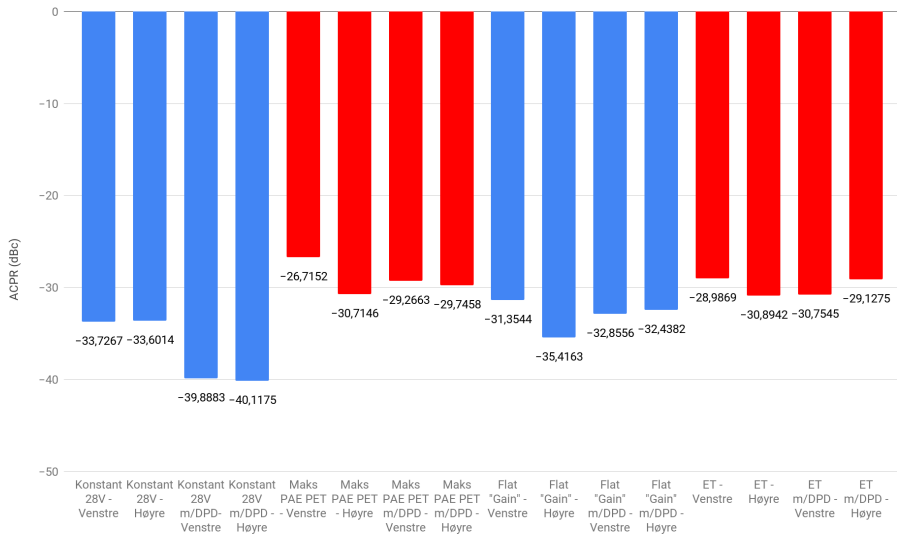
Figur 4.25: STDR med forsinkelse.



Figur 4.26: STDR uten forsinkelse.



Figur 4.27: ACPR venstre og høyre med forsinkelse.



Figur 4.28: ACPR venstre og høyre uten forsinkelse.

# Kapittel 5

## Diskusjon og konklusjon

### 5.1 Diskusjon

#### 5.1.1 Effektförsterkeren

Effektförsterkeren oppnådde spesifikasjonene, forutenom at senterfrekvensen hadde flyttet seg noe. Båndbredden var noe mindre enn ved simuleringene, men er fortsatt nærme nok 200 MHz, som var spesifikasjonen. Småsignal- og storsignalförsterkningen er noe lavere enn ved simuleringene, men har også oppnådd spesifikasjonene. Dette har også medført til at  $PAE_{peak}$  er høyere enn ved simulering. Utgangseffekten er 1,1 dBm lavere enn ved simulering. Transistoren som ble benyttet ved 1-tone og 2-tone målingene måtte byttes før tracking målingene ble gjort. Det ble kjørt en enkel 1-tone måling, denne viste at  $G_T$ ,  $PAE_{peak}$  og  $P_o$  hadde dårligere resultat. Det kan ha påvirket tracking målingene, men alle tracking målingene ble gjennomført med den nye transistoren, så det blir riktig sammenligningsgrunnlag når man sammenligner med konstant  $V_d$ .

### 5.1.2 Trackeren

Gjennomføringen av tracking målingene hadde en del vanskeligheter da tre trackere, ikke fungerte som de skulle. To av disse var laget og produsert av tidligere masterstudenter Håkon Haugen og Mats Høydal. Den tredje var designet av Morten Olavsbråten og produsert av masterstudent Are Eiesland. Opprinnelig skulle trackeren fra Mats Høydal brukes, men to av operasjonsforsterkerne på trackeren fungerte ikke lenger, og kretskortet var slitent etter av- og påloding av komponenter, så det kunne ikke repareres. Trackeren til Håkon Haugen ble neste løsning, og den fungerte slik den skulle under testing, men klarte ikke gi riktig  $V_d$  til effektforsterkeren da den ble koblet på og fikk last på utgangen. Trackeren til Morten Olavsbråten, produsert av Are Eiesland, slet med en operasjonsforsterker som oscillerte, og endring av feedback komponentene klarte ikke filtrere bort støyen. Derfor ble trackeren som Dragan Gecan og Morten Olavsbråten produserte og brukte til sine målinger i "Bandwidth Reduction of Supply Modulated RF PAs using Power Envelope Tracking" (Olavsbråten and Gecan, 2017) brukt.

### 5.1.3 Målinger med tracker

Tracking funksjonene til maksimal PAE har enn dypere tracking med et spenningsving fra 8 V til 28 V, mens flat forsterkning kun har en spenningsving ned til 12 V. Den ideelle ET går ned til 6 V, men under selve trackingen målingene går den kun ned til 8 V på grunn av offsetten som er satt. PET funksjonene har en fin krumning og glatt overgang til lavere inngangseffekt. Det er det som gir PET en lavere båndbredde enn ideell ET.

#### 5.1.3.1 EVM

Samtlige målinger med trackeren, gir bedre EVM uten å bruke forsinkelse. Forsinkelsen som er justert inn, er justert inn for ACPR. Det kan derfor virke som om denne forsinkelsen er feil, og at grunnen til at ACPR er relativt

lik ved forsinkelse, er på grunn av memory effekter og ikke på grunn av tidssynkronisering.

EVM er best ved konstant  $V_d$  på 28 V, deretter følger flat forsterkning PET, ideell ET, maks PAE 1. ordens PET og maks PAE 2. ordens PET.

### 5.1.3.2 STDR

Her gjør igjen konstant  $V_d$  det best, så flat forsterkning, ideell ET, maks PAE 1. ordens PET og maks PAE 2. ordens PET.

### 5.1.3.3 ACPR

ACPR er i snitt lavere i verdi uten forsinkelse, men det er større variasjon på sidene. Flat forsterkning og konstant  $V_d$  gjør det like bra, deretter følger ideell ET, maks PAE 1. ordens PET og maks PAE 2. ordens PET.

### 5.1.3.4 PAE

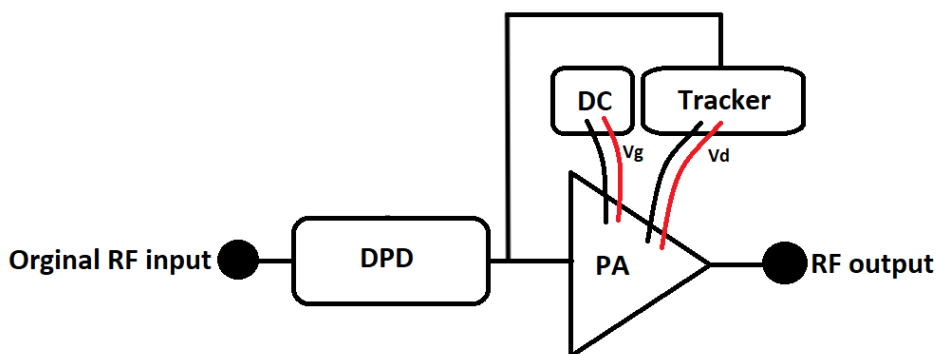
$PAE_{avg}$  er også bedre uten forsinkelse, foruten om for flat forsterkning. Her er det ikke overraskende at maks PAE 1. ordens PET gjør det best, deretter maks PAE 2. ordens PET, ideell ET og så konstant  $V_d$ .

## 5.1.4 Målinger med tracker og DPD

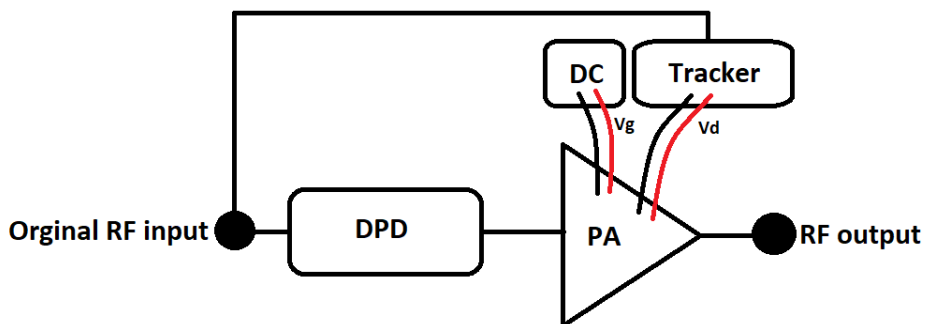
For målinger med DPD så ser en samme tendens med resultatene, at det gir bedre resultater ikke å bruke forsinkelse. I tillegg ser en at ACPR er jevnere uten forsinkelse, som bekrefter at det er sannsynlig at det er forsterkerens memory effekter som skaper ujevnhet i ACPR uten forsinkelse.

DPDen lineariserer ikke så godt som antatt på tracker målingene, mens for konstant  $V_d$  gjør den det. Figur 5.1 viser DPD kretsen som er brukt. Her ser man tydelig at DPDen påvirker singalet til trackingen. Dette er ikke tatt

høyde for i modellen til PAen, når man gjør om inngangssignalet med DPD. Da trackingen kommer til å oppføre seg annerledes når det nye signalet sendes. Trackingen burde holdt seg stabil, og vært basert på orginalt RF inngangssignal, slik figur 5.2 viser. Dette gjør DPD koden vesentlig mer komplisert, og gjør det enda vanskeligere med en adaptiv DPD. Dette ble først oppdaget når en faktisk skulle gjøre tracking målingene. Det har ikke blitt gjort noe særlig av dette før, og er derfor en ny problemstilling som ikke har vært belyst før.



Figur 5.1: DPD krets som er brukt.



Figur 5.2: DPD krets som kunne gitt bedre resultat.

#### 5.1.4.1 EVM

EVM blir bedre for alle tilfellene, og det er igjen konstant  $V_d$  som gjør det best, etterfulgt av flat forsterking, ideell ET og maks PAE 1. ordens PET.

#### 5.1.4.2 STDR

Selv om STDR for konstant  $V_d$  ikke blir bedre med DPD så gjør konstant  $V_d$  det fortsatt best, etterfulgt av flat forsterkning, ideell ET og maks PAE 1. ordens PET.

#### 5.1.4.3 ACPR

Her gjør konstant  $V_d$  definitivt best, men her fungerer også DPDen som den skal, og det gjør den ikke for de andre. Deretter følger flat forsterkning, ideell ET og maks PAE 1. ordens PET.

#### 5.1.4.4 PAE

Ikke overraskende så gjør maksimal PAE 1. ordens PET det best på  $PAE_{avg}$ , hele 5,1 % høyere gjennomsnitt enn ideell ET, deretter følger flat forsterkning og så konstant  $V_d$ .

## 5.2 Konklusjon og fremtidig arbeid

Alle målingene ble gjennomført med ca. samme utgangseffekt, det er noen variasjoner, men man får en god oversikt over trendene til de forskjellige tracking-funksjonene.

Med og uten DPD så har konstant spenningsforsyning på 28 V, bedre linearitet enn 1. ordens PET og 2. ordens PET funksjonene. Fordi DPDen som er brukt ikke fungerer så godt som håpet på tracking-funksjonene, på grunn av



Målinger med DPD	$PAE_{avg}$ (%)	EVM (%)	STDR (dB)	ACPR(dBc) Venstre,Høyre	$P_0$ (dBm)
Konstant 28V	20,45	2,85	23,87	-39,9 , -40,1	31,77
ET	46,6	10,48	19,57	-30,8 , -29,1	32,75
Flat "Gain", PET	43,86	8,31	22,28	-32,9 , -32,43	32,34
Maks PAE, PET	51,71	11,67	18,23	-29,3 , -29,7	33,12
Målinger uten DPD					
Konstant 28V	21,65	4,63	24,64	-33,7 , -33,6	32,34
ET	48,13	12,33	18,67	-29 , -30,9	32,62
Flat "Gain", PET	40,38	8,79	22	-31,4 , -35,4	32,46
Maks PAE, PET	48,76	13,49	17,91	-26,7 , -30,7	32,53
Maks PAE, PET2	48,24	13,61	17,74	-26,8 , -30,5	32,48

Tabell 5.1: Sammendrag av målte resultater med tracking uten forsinkelse på tracking, med og uten DPD.

at DPDen står innenfor loopen i steden for utenfor, så er det vanskelig å si noen om lineariteten med tracking og DPD. Dette bør absolutt ses nærmere på i fremtiden.

At konstant  $V_d$  gir best linearitet er som forventet, da forsterkeren vil oppføre seg mer lineært og ha mindre forvrenginger. 1. ordens PET funksjonen for flat forsterkning gir bedre linearitet og lavere båndbredde, men noe lavere effektivitet, enn ideell ET.

2. ordens PET funksjonen for maks PAE har omlag samme linearitet og effektivitet som ideell ET, og da med noe mindre båndbredde, så totalt gjør denne det også bedre enn ideell ET.

1. ordens PET funksjonen for maks PAE oppnår også omlag samme linearitet og noe bedre effektivitet enn ideell ET. En 1. ordens PET gir en vesentlig mindre og strengt avgrenset båndbredde enn ideell ET, og gjør det derfor også totalt bedre enn ideell ET.

DPD med tracking fungerer som sagt ikke så godt som ønsket, men man ser de samme tendensene i målingene som med de uten DPD. DPDen fungerer som den skal for konstant spenningsforsyning på  $V_d$ , og det er også her en

avslører at tidsforskyvning ikke var nødvendig, da signalet var synkronisert med 0 i forsinkelse.

Så for å konkludere så ser man tydelig at PET har sine fordeler for effektivitet, sammenlignet med ideell ET og konstant  $V_d$ . Effektiviteten øker med DPD, men det bør utredes mer på DPD og lages en DPD som ikke påvirker signalet som sendes til trackeren.



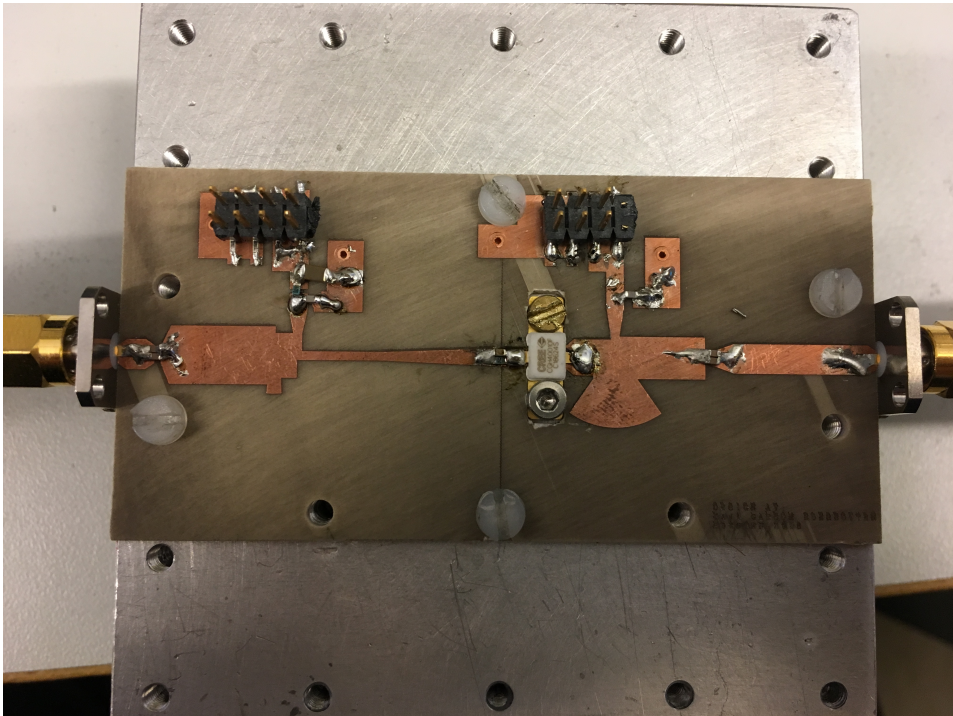
# Bibliografi

- Beltran, R. A. (Nedlastet: Juni 2018). class-f and inverse class-f power amplifier loading networks design based upon transmission zeros. [http://www.polyfet.com/IMS\\_062014\\_Class%20F.pdf](http://www.polyfet.com/IMS_062014_Class%20F.pdf).
- Colestock, P. and Estep, G. (Nedlastet: Januar 2019). Memory effects in rf circuits: Manifestation and simulation. [https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/Memory\\_Effects\\_in\\_RF\\_Circuits.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/Memory_Effects_in_RF_Circuits.pdf).
- Cripps, S. C. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition*. Artech House.
- electronicsnotes (Nedlastet: Januar 2019). What is rf amplifier envelope tracking: A primer. <https://www.electronicnotes.com/articles/radio/rf-envelope-tracking/what-is-envelope-tracking-basics-primer.php>.
- Frenzel, L. (2013). What's the difference between the third-order intercept and the 1-db compression points? <http://www.electronicdesign.com/what-s-difference-between/what-s-difference-between-third-order-intercept-and-1-db-compression-point>.
- Gecan, D., Gjertsen, K. M., and Olavsbråten, M. (2017). Novel metric describing total nonlinearity of power amplifier with a corresponding figure of merit for linearity evaluation and optimization. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(1):85 – 87.

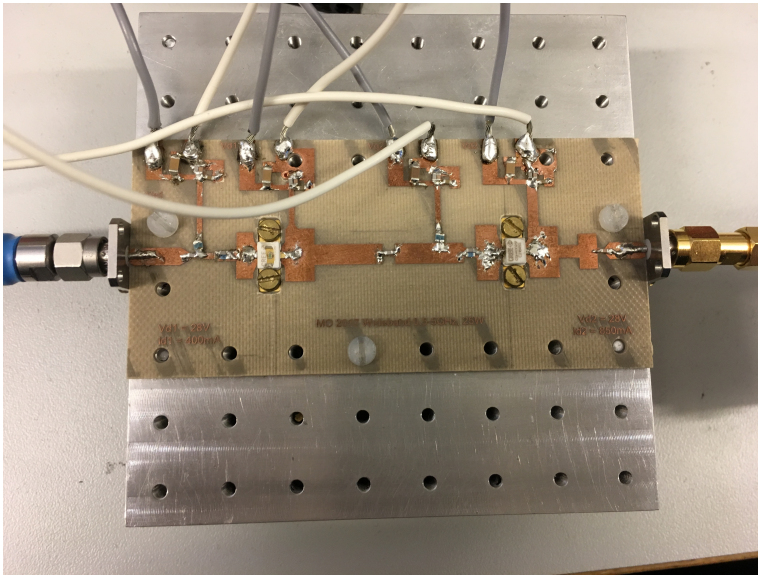
- Grebennikov, A. and Raab, F. H. (2018). History of class-f and inverse class-f techniques. *IEEE Microwave Magazine*, 19(7):99–115.
- Isaksson, M., Wisell, D., and Rönnow, D. (2006). A comparative analysis of behavioral models for rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(1):348 – 359.
- Karlsen, G. (2017). Doherty amplifier, forelesningsark ttt18. Unpublished paper.
- Kenington, P. B. (2000). *High-Linearity RF Amplifier Design*. Artech House.
- Olavsbråten, M. (2016a). Målteteknikk: Lecture 3, s-parameters, gain and stability. Unpublished paper.
- Olavsbråten, M. (2016b). Målteteknikk: Lecture 8, class f. Unpublished paper.
- Olavsbråten, M. and Gecan, D. (2017). Bandwidth reduction of supply modulated rf pas using power envelope tracking. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(4):374 – 376.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering, Fourth Edition*. ARTECH HOUSE, INC., John Wiley, Sons, Inc.
- Sørbotten, K. G. (2018). Design av en klasse f effektforsterker. Unpublished paper.
- Texas Instruments (Nedlastet: Juni 2018). Disentangle rf amplifier specs: output voltage/current and 1db compression point. [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/analogwire/archive/2016/06/09/disentangle-rf-amplifier-specs-output-voltage-current-and-1-db-compression-point#](https://e2e.ti.com/blogs_/b/analogwire/archive/2016/06/09/disentangle-rf-amplifier-specs-output-voltage-current-and-1-db-compression-point#).
- Wei, W., Jensen, O. K., and Mikkelsen, J. H. (2013). Self-heating and memory effects in rf power amplifiers explained through electro-thermal modeling. *IEEE Press, 2013 NORCHIP*.

# Tillegg A

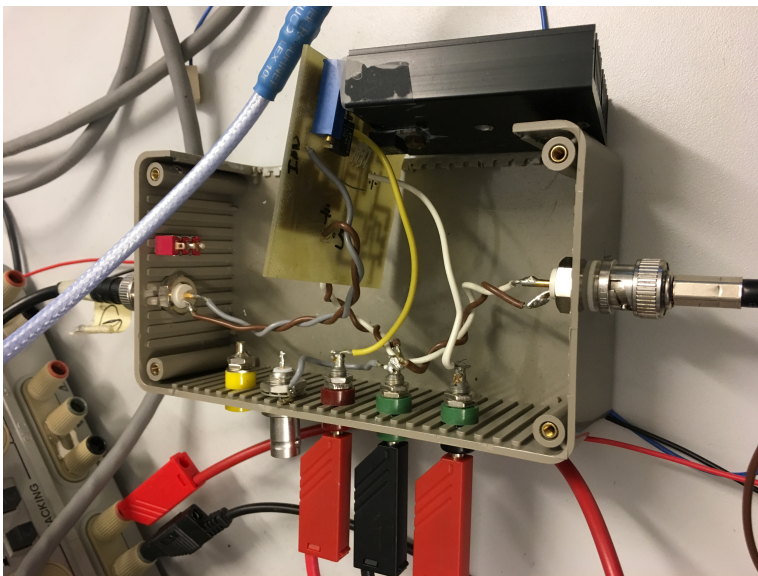
## Vedlegg



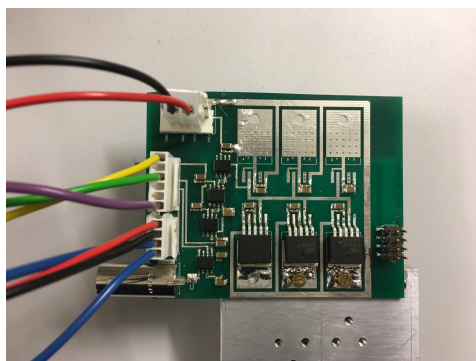
Figur A.1: Effektforsterkeren som er brukt under målinger, produsert og laget av Sørbotten.



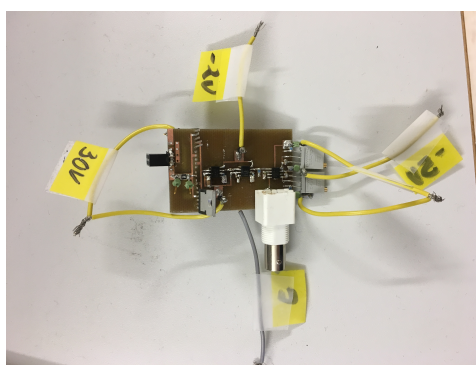
Figur A.2: Driveren som er brukt under målinger, produsert av Sørbotten, design Olavsbråten.



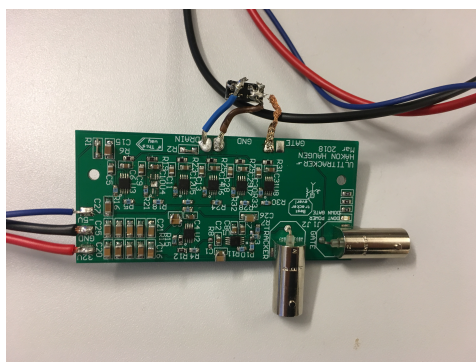
Figur A.3: Trackeren som ble brukt under målingene, laget av Gecan og Olavsbråten.



Figur A.4: Trackeren Eiesland produserte, design Olavsbråten.



Figur A.5: Trackeren Høydal lagde og produserte.



Figur A.6: Trackeren Haugen lagde og produserte.