

# Bias til transistor PA

Af OZ2ELA/OX3LG Michael Riis Jensen, Kanalens Kvt. 6, 2620 Albertslund.

## Indledning

Det er min mening med denne artikel at kaste lidt lys på, hvor vigtigt det er at have et ordentlig bias-kredsløb i sit transistor PA trin, hvad enten der er et færdigkøbt PA trin eller et hjemmekonstrueret PA trin.

## Hvorfor bruge bias i PA'en?

De fleste PA-trin i dag bruger stadig bipolare HF-transistorer, der som bekendt har et diodestræk fra basis til emitter, der først tillader, at strøm løber i transistoren, når man er kommet over ca. 0,7 volt; dette forårsager, at ved små udstyrings effekter vil kun en del af signalet komme ud af forstærkeren, nemlig de dele af signalet, hvor amplituden er over 0,7 volt. Dette afstedkommer en kraftig cross-over forvrængning. Hvis man kun bruger sit PA-trin til at køre FM med, er dette ikke noget problem, da den effekt, man putter ind i trinnet, er konstant og rigeligt til at "åbne" for HF-transistoren, der så vil køre i klasse C; dette er derimod ikke tilfældet, hvis man kører CW eller SSB. Hvis man kører CW, vil det forårsage, at der kommer "nøgleklik" med ud. Dette skyldes, at transistorens basis-emitterstrækning (diodestrækket) ikke åbner før at spændingen er over de ca. 0,7 volt, det samme er gældende, når der køres SSB, PA trinnet vil i disse tilfælde køre i klasse C og brede sig bravt omkring den frekvens, man ligger på (splatter), til stor gene for de omkringliggende amatører.

Derfor er det vigtigt, at forspænde HF-transistorerne, så der konstant løber en lille tomgangsstrøm i transistoren (holder transistoren åben); så kører forstærkeren klasse AB, hvor den kører lineært og cross over forvrængningen er elimineret.

Altså, ved FM eller CW er der ikke krav om en lineær forstærker, men kun et simpelt bias kredsløb. I figur 1 er et typisk diagram på en klasse C forstærker: Brug aldrig et sådant PA på SSB.

## Transistorteori og biaskrav for lineære PA-trin

Bemærk forskellen mellem HF og DC strømforløbet i figur 2; det er HF udstyringen, der indirekte bestemmer, hvor meget strøm der løber i bias-systemet.

Ud over tomgangsstrømmen og ved maksimal udstyring løber der også maksimal biasstrøm. Når vi skal beregne, hvad vores bias forsyning skal kunne levere af strøm, starter vi med at finde ud af, hvor meget DC strøm, der løber i forstærkeren.

Lad os antage, at vi har en forstærker på 160 watt, den forsynes med 13,8 volt. Lad os også antage, at virkningsgraden er på 50 % (worst case). Ved hjælp af ohms lov finder vi, at forstærkeren bruger 23 ampere, og da der i denne forstærker er 2 parallelle PA-transistorer, skal vi lige dele strømmen imellem dem, altså løber der 11,5 ampere i hver PA transistor. Når der løber en given strøm i CE (kolektor-emitter strækket), løber der en tilsvarende mindre strøm i BE (basis-emitter strækket); denne mindre strøm kan beregnes fra transistorens hfe (strømforstærkning). F.eks. hvis transistoren har en hfe på 10, så vil der, når der løber en strøm i CE på 11,5 ampere i BE løbe 1,15 ampere. Altså skal hver af vores biasforsyninger være i stand til at levere 1,15 ampere, uden at spændingen til HF transistoren ændres.

De 2 PA transistorer skal have hver deres bias forsyning. I dette konservative eksempel er brugt en mindre virkningsgrad og strømforstærkning end normalt; disse kan til enhver tid bruges, hvis man ikke har de originale data.

Da det viser sig, at transistorer af samme type og fabrikat har forskelligt hfe, er det et krav, at bias forsyningen må være variabel, så vi kan kompensere for denne variation.

Næste problem er, at transistorers BE spændingsfald på 0,7 volt daler, når transistoren bliver varm, og tro mig, de bliver varme ved brug.... Dette medfører,

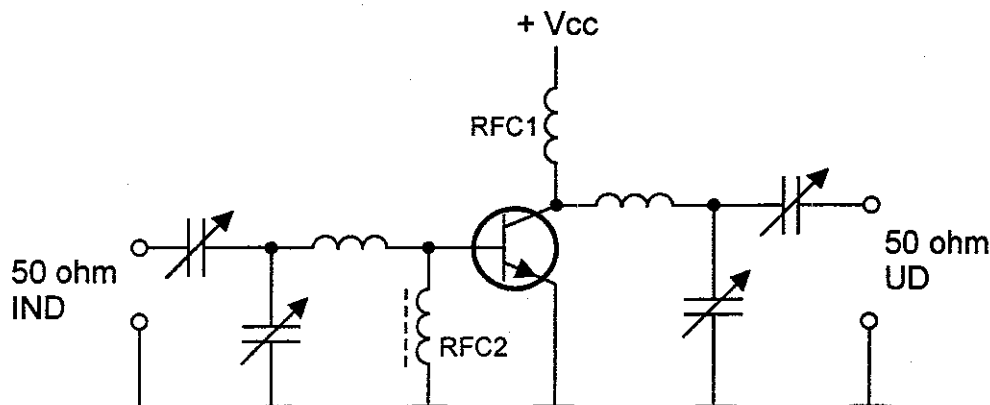


Fig. 1

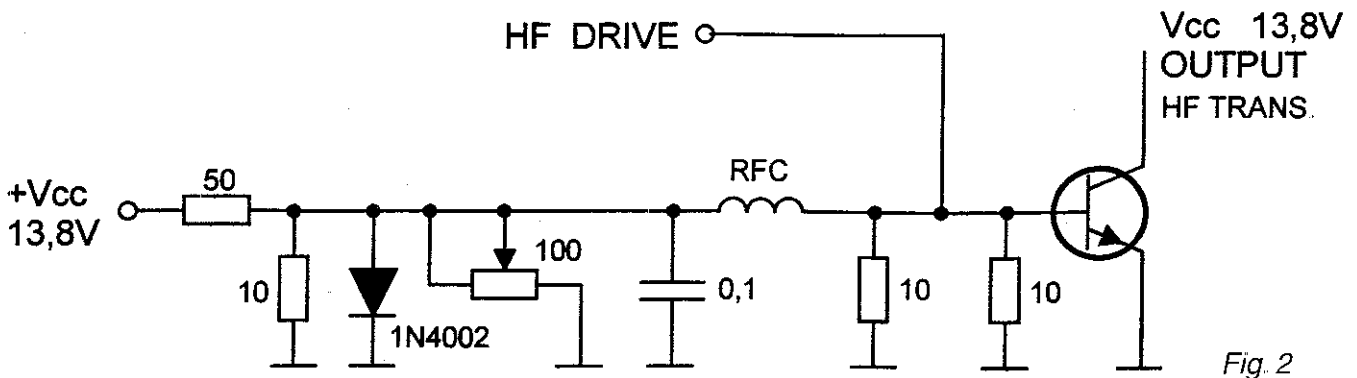


Fig. 2

at strømmen stiger i BE og transistoren bliver endnu varmere, større spændingsfald, mere strøm, mere varme og vi får et termisk "runaway", som kan ende med et stk. afbrændt transistor.

For at undgå dette må bias forsyningen have en mindre negativ temperatur koefficient, altså har vi følgende krav til bias forsyningen:

Den skal kunne levere den maksimale DC BE strøm, den skal være spændingsstabil, den skal være variabel og have en negativ temperatur koefficient, alt dette kan klares på flere måder. I fig.2 er et eksempel sakset fra et RF Concepts 2-317 PA-trin, (samme som 2-117 og 3-312), som en del kommercielle producenter bruger i forskellige afarter).

Som det ses i fig.3, er der lavet en spændingsdeler mellem R1, R2+R3 og R4+R5 i parallel. Herfra har man taget spændingen til både D1 og basis af T1; ved at regulere på R3 kan man så hæve eller sænke spændingen på D1 og T1, hvilket direkte ændrer strømmen gennem de 2 komponenter. D1 sidder normalt monteret tæt på T1, så deres varmestigning vil være næsten ens, så når T1 bliver varm og spændingsfaldet over BE bliver mindre, så falder spændingsfaldet over dioden ligeledes, og spændin-

gen daler på BE; altså en enkel og nem måde at temperaturstabilisere kredsløbet på.

Ja, det er jo, hvad der teoretisk burde ske; men i ovennævnte konstruktion har man valgt at sætte dioden D1 oven på printpladen, så den har absolut ingen termisk stabilitetsvirkning. Desuden er det sådan, at der i HF transistorer sidder en del parallelkoblede modstande i serie med emitteren; disse sidder der for at beskytte transistoren, så spændingsfaldet over transistoren vil altid blive større end dioden, så dioden vil trække mere strøm end transistoren, indtil denne er varm.

Lad os lige regne lidt på eksemplet og fortsætte med 3-317. Lad os sætte tomgangsstrømmen i T1 til 60 mA (fabriksspecifikation) samt hfe til 25 (målt); så vil der i BE løbe 2,4 mA. Det vil der også teoretisk løbe i D1, så nu løber der 4,8 mA i de aktive komponenter; så har vi en række modstande, der i alt giver en seriemodstand på ca. 53,8 ohm og et spændingsfald på 13,8 volt. Det giver en strøm på 256 mA, så i alt løber der en strøm på 261 mA igennem R1. Dette er intet problem, da biaskredsløbet er i stand til at levere 277 mA. Det bliver straks værre, når T1 begynder at arbejde, for så trækker transistoren

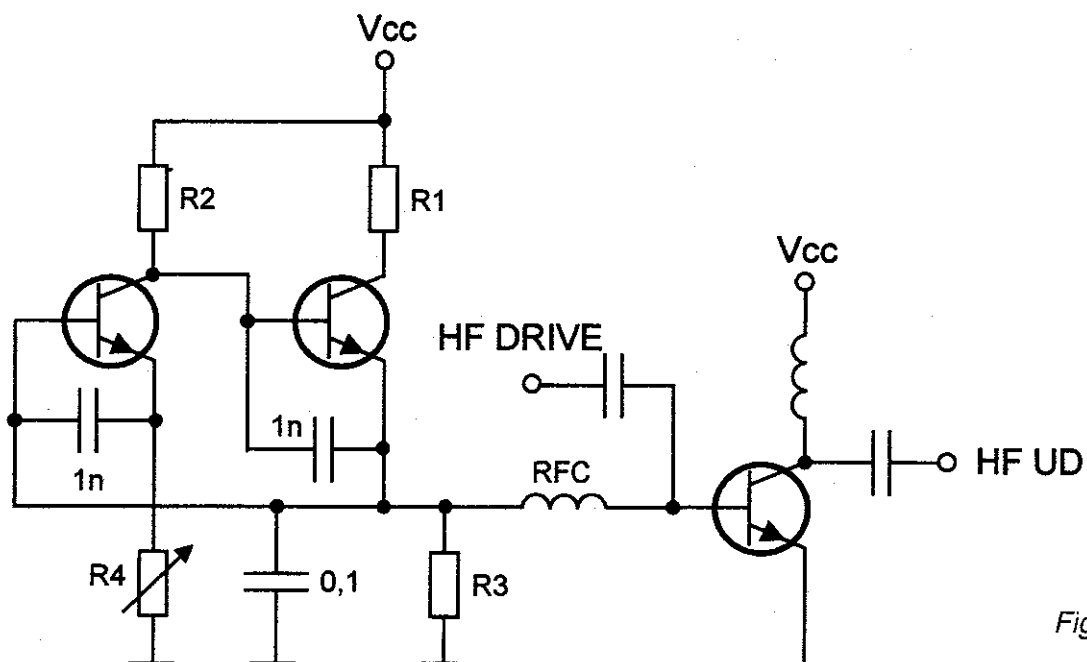


Fig. 3

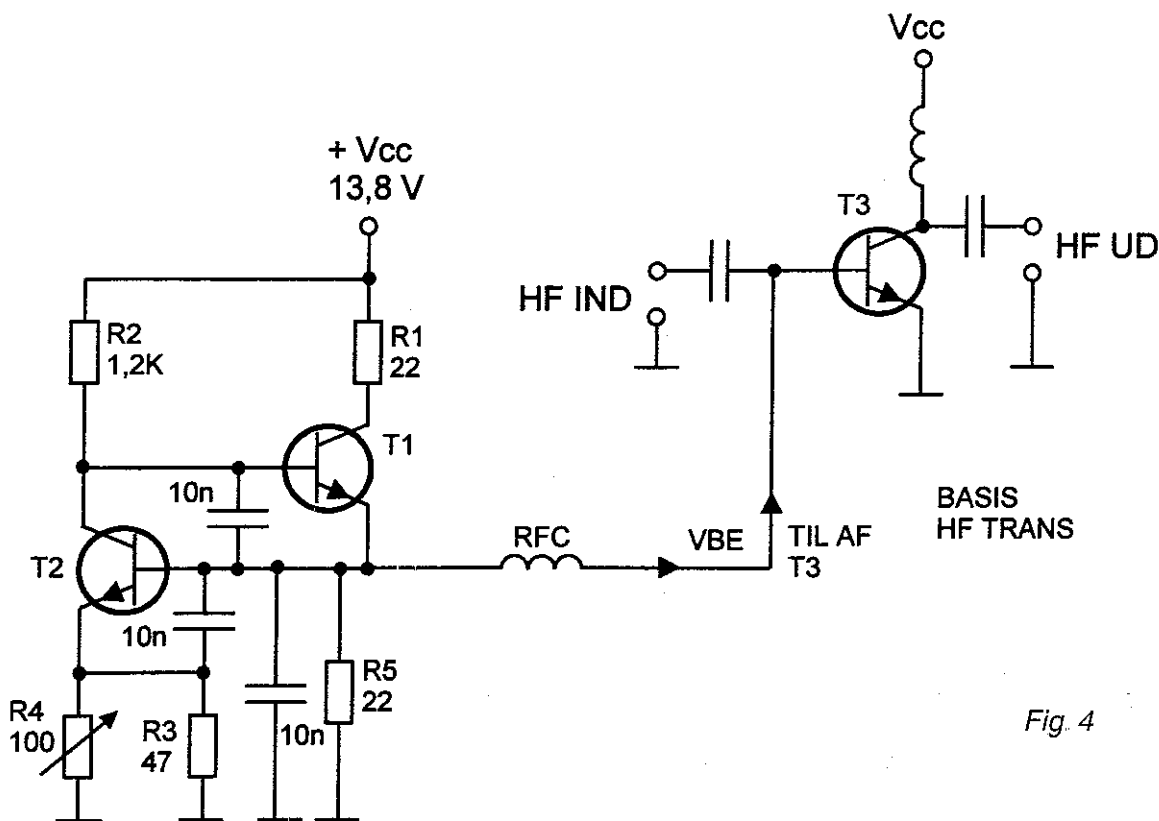


Fig. 4

mere BE strøm: Ved fuld udstyring vil T1 trække 460 mA i BE strækket, og da bias forsyningen maksimalt kan levere  $277 \text{ mA} - 256 \text{ mA} = 21 \text{ mA}$  til T1, går den helt i bro, og forstærkeren vil køre i klasse C, hvilket medfører enorm splatter

En anden måde at bygge biasforsyningen på er vist i fig. 4. Dette er en afart af Philips' gamle biassupply. Denne forsyning er i stand til at opfylde alle de krav, vi har, og er meget nem at lave, så det er denne konstruktion, vi arbejder videre på.

### Virkemåden

Når man begynder at udstyre T3 med HF, vil denne begynde at trække mere strøm i BE, hvilket medfører et øjeblikkeligt spændingsfald på basis af T3. Så vil T2 trække mindre strøm, hvilket reducerer spændingsfaldet over R2, så spændingen stiger på T2s kollektor og basis af T1. T1 er en emitterfølger, som leverer spændingen og al biasstrømmen til basis af T3, og når spændingen stiger på basis af T1, vil emitterspændingen også tilsvarende stige og øjeblikkeligt kompensere for spændingstabet, som vi havde, da T3 startede med at arbejde.

Hvis spændingen skulle stige på basis af T3, ville det modsatte forløb gøre sig gældende, så her har vi altså en spændingsstabil forsyning. For at den også kan levere den strøm, som T3 skal bruge, skal vi beregne T1 og R1 for den givne maximalstrøm; det vender vi tilbage til senere.

I denne konstruktion er T2 også den temperaturfølsomme transistor. Derfor bør den være monteret så tæt på T3 som praktisk muligt.

En stigning af temperaturen vil forårsage, at spændingstabet over BE på T2 vil formindskes og herved forøge kollektorstrømmen, dette vil forøge spændingstabet over R2 og derfor formindskes spændingen på basis af T1, som så sænker spændingen til basis af T3.

Nu har vi så fået et temperaturstabilt kredsløb, som også var et krav; så skal vi bare have sat værdier på de enkelte komponenter. I fig. 4 er det kredsløb jeg selv bruger. R5 er en sikringsmodstand, der er indsat, hvis R4 skulle blive defekt, så der ikke pludselig kommer en meget høj spænding til basis af T3 med heraf mulighed for afbrændt transistor.

Vi har tidligere i artiklen beregnet, at biasforsyningen skal være i stand til at levere 460 mA, så lad os regne lidt på spændingsniveauerne:

På basis af T3 skal der ligge ca. 0,7 volt, som også er emitterspændingen på T1. Basisspændingen på T1 må så ligge 0,7 volt højere, altså på 1,4 volt. R1 er den strømbegrænsende modstand. Når T1 er fuldt åben, og den skal her tillade ca. 1 volt fra emitter til kollektor, kollektorspændingen vil så være 1,7 volt, og spændingsfaldet over R1 vil så være  $13,8 - 1,7 = 12,1$  volt, og da vi trækker 460 mA. Så skal modstanden være 26,3 ohm; vi vælger konservativt en modstand på 22 ohm, 10 Watt. Husk her også at regne effekten ud på modstanden.

T1 får sin basisstrøm gennem R2 med en relativ lille strøm gående igennem T2 og R3. For nu at beregne R2, må vi vælge, hvilke transistorer vi vil bruge. Af praktiske årsager vil jeg anbefale en transistor i

TO220 eller TO126 hus; disse kan normalt placeres under printpladen, direkte på kølepladen. For T1s vedkommende skal den kunne klare mindst den maksimale strøm, som T3 trækker i biasstrøm, altså mindst 460 mA. Vær her meget konservativ, brug f.eks. 2N5191 eller lignende. Jeg har valgt en billig transistor, BD437, som kan klare 4 A/36 W, min. hfe på 40 og en typisk hfe 60; denne transistor er også udmærket som temperatursensor, så vi bruger den også til T2. Da vi nu ved, at vi maksimalt trækker 460 mA i T1, vil basisstrømmen være ca. 10 mA; denne strøm vil løbe gennem R2, og da vi ved, at spændingen på basis af T1 skal være 1,4 volt, kan vi let beregne R2: 12,4 volt divideret med 10 mA = 1240 ohm; vi vælger her en 1,2 kohm, 1/2 watt.

R3 er den modstand, der regulerer tomgangsspændingen i hele kredsløbet via den strøm, der løber igennem den, og det er kun få mA, så den sætter vi til 47 ohm parallelt med en 100 ohm variabel trimmer.

R5 er indsat for at holde kredsløbet stabilt ved at trække en lille kontinuerlig strøm på 30 mA, så når vi her har en spænding på 0,7 volt samt en strøm på 30 mA, får vi en modstand på 22 ohm; vælg modstandens effekt på min. 1 watt, for hvis R2 skulle svigte, vil der ikke være nogen spænding til basis af T1, og trinnet vil køre klasse C, og al den "HF drevne" basisstrøm vil gå gennem R5, så hvis denne brænder af pga. for stor effekt, så er det bare goodbye PA trans! Strømforbruget i R5 skal lægges til det samlede strømforbrug, derfor regnede vi blandt andet konservativt på R1.

### Praktiske råd

Hvis man bygger en push-pull forstærker, vil man normalt af praktiske årsager kun lave eet biaskredsløb til begge PA-transistorer, så her skal man huske at beregne begge transistorers BE strøm. Det er normalt at sætte biasstrømmen i CE til ca. 100 mA i hver transistor.

Biastransistorerne er valgt i et TO126 hus, da de så kan placeres mellem printpladen og kølepladen. T2, som er den temperaturfølsomme transistor, skal placeres så tæt på PA-transistoren som praktisk muligt.

Når man nu er færdig med sit biaskredsløb, er det en god ide at teste det først: Sæt spænding til kredsløbet og check, at outputspændingen kan varieres mellem ca. 0,6 - 0,8 volt. Herefter spændes hele kredsløbet op på en lille køleplade sammen med en forsøgstransistor, som man finder i skuffen, da det ikke vil være rart at brænde den dyre HF-trans af i første forsøg. Man sætter spænding på og måler strømmen, skru op og ned for P1, check at strømmen igennem forsøgstransistoren ændres, lad forsøgstransistoren varme kølepladen op og check, at strømmen i T1 falder, efterhånden som T2 varmes op. Dette gøres lettest ved at måle spændingsfo-

røgelsen over R1. Når denne simple test er overstået, er dit bias kredsløb klar til brug.

### Kilder:

H. O. Granberg: Motorola Application Notes: AN-593, AN-758, AN-1035

H. Swanson & B. Tekniepe: Motorola Engineering Bulletin EB67

G4SWG: RSGB RadCom Sep. & Dec. 1995

G3WOS: <http://www.uksmg.org/amp.htm> 450watt PA to 6 Meter

RFC Concepts: 4-310, 2-317, 2-117, 3-312

SSB Electronics: 432-100, 145-200

**OZ**

## OZ-spot

### Om dette OZ

Når sommerferien er overstået, har spalteredaktører, afdelingssekretærer og øvrige faste levedører af stof til OZ altid ekstra meget på hjerte. Der skal stof med om RM og annoncemængden øges, så det er et fast tilbagevendende problem, at rammen på 64 månedlige sider er for lille.

Løsningen er at gemme teknisk stof til senere numre.

I årets septemhernummer er det gået ud over temaheftet, hvor fortsættelsen desværre må vente til næste måned. Serien "Et weekend projekt" må holde pause og et par gode tekniske artikler vente.

Spalten "Rævejægeren" er også blevet beskåret; men det skyldes nu at satsen hertil ikke var med i første omgang. HR glemte derfor denne spalte.

Først da bladet var næsten færdigt, kom brevet med "ræve-sats", og da var der ikke plads til det hele. Undskyld til rævejægerne.

HR

### Tillykke Børge, OZ8T

Den 25. august aflagde en delegation fra EDR (OZ7IS, OZ5KM, OZ7S, og OZ8XW) visit hos OZ8T, der fyldte 85.

Det er sikkert de fleste bekendt, at Børge er æresmedlem i EDR, og han har i en menneskealder på mange forskellige fronter sat sit præg på foreningen og er fortsat meget aktiv. Med rette kunne man bruge betegnelsen "mister EDR" om Børge.

Et stort tillykke til OZ8T og desværre samtidig ønsker om god bedring, idet Børge lørdag d. 29. faldt og brækkede benet. Forhåbentlig er du hurtigt i fuldt vigør igen.

HR