

En 60 watt PEP linear amplifier

Af OZ8EV Erik Væver, Elmevej 12, 8660 Skanderborg

Indledning

En 60 watt PEP lineær forstærker med et gain på 40 dB og et frekvensområde over 2 - 30 MHz, bestykket med HF Power FETs, vil blive beskrevet i denne artikel.

Kredsløbet består af en klasse A driver og et klasse B push-pull udgangstrin. 60 watt udgangseffekt ved 6,5 milliwatt ind.

Power FETs er anvendt i stedet for bipolare, fordi de er lettere at designe med, og de har fordele med hensyn til meget mindre tendens til thermal runaway *), og de har meget bedre højere ordens IMD. Vigtigt er dog at forhindre overskridelse af maximum værdier med hensyn til overspænding.

Dette problem kan dog reduceres betydeligt ved korrekt design, som det vil blive vist i denne artikel.

Grundlaget

Artiklen, som inspirerede mig til denne konstruktion, er fra RF Design Februar 1988, af Jose I. Cracovski Tak til OZ2OE Ole, som gjorde mig opmærksom på denne artikel (11).

Artiklen er stilet hovedsageligt til konstruktører mere end en vejledning for selvbyggere. De teoretiske afsnit i denne artikel er derfor oversættelse af den originale artikel, medens den mere praktiske del er resultatet af mit eget arbejde.

Jeg er af den opfattelse, at der er så mange interessante ting i artiklen, at disse bør medtages, således at andre kan beregne og dimensionere forstærkere med andre specifikationer.

Jeg mener heller ikke, at disse ting har været beskrevet i OZ tidligere.

FET contra bipolar

Inden vi går videre til at beskrive selve konstruktionen, vil det nok være interessant at se på hvilke fordele, disse forholdsvis nye transistorer giver os:

Thermal runaway, som kan ødelægge bipolare transistorer, når de bliver for varme, forekommer stort set ikke ved power FETs.

En stigning i temperaturen i en bipolar transistor bevirker en stigning i forstærkningen, og jo større forstærkning, jo større temperatur i transistoren. Denne "Domino effekt" kan hurtigt ødelægge en bipolar transistor.

I modsætning hertil har power FETs mindre forstærkning ved højere temperatur.

Også mange typer RF bipolare transistorer kan ødelægge sig selv ved høje SWR forhold.

Power FETs er immune overfor SWR ødelæggelser, undtagen når højt SWR forhold bevirker selvsving, som igen kan forårsage så høje spændinger, at det overskrider den tilladelige Drain/Source spænding.

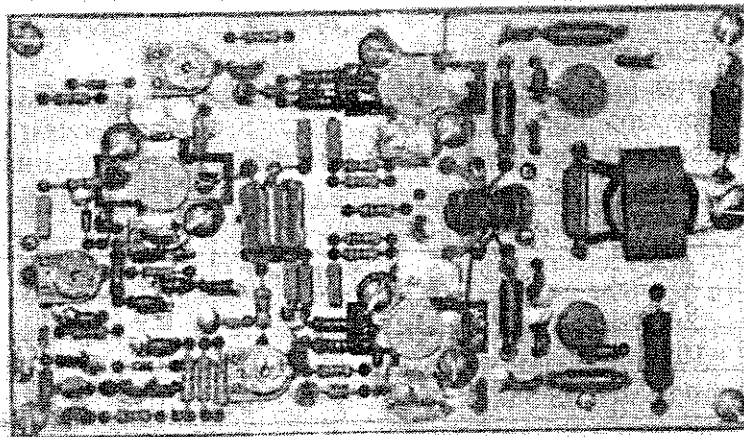
Bipolare transistorer har en betydelig stigning i forstærkning ved lavere frekvenser. I teorien (men ikke i praksis) stiger forstærkningen med 6 dB pr. oktav, når frekvensen sænkes.

Dette forhold kan føre til ustabilitet og mulighed for runaway, hvis ikke forstærkningsregulering anvendes. Normalt klares dette ved at indføre tilbagekobling fra kollektor til base.

Power FETs har ikke denne forstærknings/stignings karakteristisk over deres normale arbejdsområde.

Negativ tilbagekobling er mindre nødvendig med en FET. Hvor der i en bipolar transistor er en PN base/emitter junction, som frembringer betydelig støj, er der ikke en sådan forbindelse i en FET. Negativ tilbagekoblings niveau for en FET er omkring en trediedel af en bipolar.

Lineariteten er også bedre med FETs. Højere ordens IMD karakteristisk er fremragende. Et forhold der kan henføres til dens opbygning. Også input og outputkapaciteterne ændrer sig meget lidt med fre-



kvensen, hvor de varierer betydelig ved bipolare.

Dette gør tilpasnings og tilbagekoblings kredsløb lettere at beregne. FETs har en meget høj indgangs-impedans. Den normale gate impedans er adskillige megohm, hvor power bipolare har en base impedans i størrelsesordenen få ohm (mindre end 10).

Dette forhold simplificerer indgangskredsløbet. En modstand eller trimmepotentiometer kan anvendes til at fastlægge gatespændingen. FET gate strøm er i størrelsesordenen mikroampere, hvilket muliggør anvendelsen af små komponenter til at indstille gate/bias niveauet. Denne teknik kan ikke anvendes ved bipolare på grund af den høje basisstrøm, som er nødvendig.

FET ulemper

Har FETs da ingen ulemper? Jo, en af ulemperne er prisen, Power FETs designede for HF er dyre, normalt dyrere end bipolare transistorer med samme effekt.

Desuden har FETs den ulempe, at de kan have tendens til selvsving i VHF området, hvilket kan henføres til dens strukturelle opbygning; dette nødvendiggør specielle forholdsregler for at sikre stabiliteten.

Parasit selvsving kan ødelægge en FET øjeblikkeligt.

Peak to Peak gate spændingen må ikke overskrides, da man ellers risikerer at ødelægge FET'en.

Overspænding på gaten punkterer det tynde lag af silicium oxid gate isolation, hvorved gaten kortslutter til junction.

Endvidere vil drain/source gennemslag forekomme omgående, hvis maximum Volt D/S overskrides. Begge disse forhold er der taget hensyn til i den følgende konstruktion.

Også i de kommercielle stationer er man begyndt at anvende Power MOS FETs. F. eks. anvender Kenwood 2 stk. Motorola MRF150MP i udgangen på deres nyeste Transceiver TS-950SDX. (MP står for matched pair). I deres In-Depth Manual over denne station kan man finde bekræftelse på ovenstående FET fordele.

Teoretiske beregninger

Karakteristikken af power FETs gør det muligt at se på dem som en idéel forstærker (uendelig indgangs impedans, nul udgangsimpedans og tilbagekoblingskapacitet). Under disse forudsætninger kan

spændingsforstærkning A_v , impedans Z_i og effekt forstærkning G , groft kalkuleres som:

$$|A_v| = \frac{g_s n^2 R_r - n}{1 + n^2 \left(\frac{R_r}{R_L}\right)} \quad (1)$$

$$|Z_i| = \frac{R_r}{1 + \left(\frac{A_v}{n}\right)} \quad (2)$$

$$G = 10 \log \left(|A_v|^2 \cdot \frac{Z_i}{R_L} \right) \quad (3)$$

g_s = stejthed (for Q1 0,4 mhos)

n = vindingsforhold mellem drain og tilbagekoblingsvikling (5)

R_r = tilbagekoblingsmodstand (180 ohm)

R_L = belastningsmodstand (25 ohm)

Mere nøjagtige værdier kan opnås ved at anvende s-parametre, som oplyst af fabrikanten af MRF136, Motorola.

Disse tal er kørt igennem et computerprogram, i hvilket de idéelle komponentværdier er brugt. (F.eks. T1s vindinger perfekt koblede, uendelig selvinduktion, rene kapaciteter osv.) D2, D3 og D4 er ikke medregnet.

I tabel 1 er disse værdier opført og sammenlignet med målinger med et vektorimpedansmeter, og med vindinger 5-8 belastet med en 100 ohms modstand.

Som tabellen viser, kan ligningerne (1) (2) (3) blive et godt udgangspunkt for beregningerne. Som forventet er de mest nøjagtige i den lave ende af området.

Indgangs- og drivertrin

Første trin er en klasse A forstærker med tilbagekobling; det kører som driver. Den består af en MRF136 power FET, betegnet som Q1 i fig. 1.

Det forstærkede signal føres til udgangstrinet via transformatoren T1, hvis primærvinding (3-4) modtager ca. 1 watt ved en belastningsimpedans på 25 ohm. Denne værdi er bestemt hovedsagelig af ønsket forstærkning og effekt.

Tilbagekoblingen består af en tråd (1-2) ført gennem kerne T1 til Q1s gate gennem en 180 ohms modstand.

Zenerdioderne D2, D3 og D4 forhindrer spændingsspidser i at overskride tilladelige maximumsværdier uden at ændre arbejdsforholdene væsent-

| Værdier efter: | f = 2 MHz | | | f = 30 MHz | | |
|---------------------|-----------|-------------------------|--------|------------|-------------------------|--------|
| | A_v | Z_i | G (dB) | A_v | Z_i | G (dB) |
| Ligning (1) (2) (3) | 9.9 | 60.3 Ω | 23.8 | 9.9 | 60.3 Ω | 23.8 |
| Computer | 10.4 | 58.5 Ω / 65.5 pF | 24.0 | 9.7 | 45.3 Ω / 58.2 pF | 22.3 |
| Målt | 9.6 | 63.5 Ω / 154 pF | 23.7 | 10.3 | 42.6 Ω / 63.4 pF | 22.6 |

Tabel 1 Sammenligninger mellem målte og kalkulerede resultater.

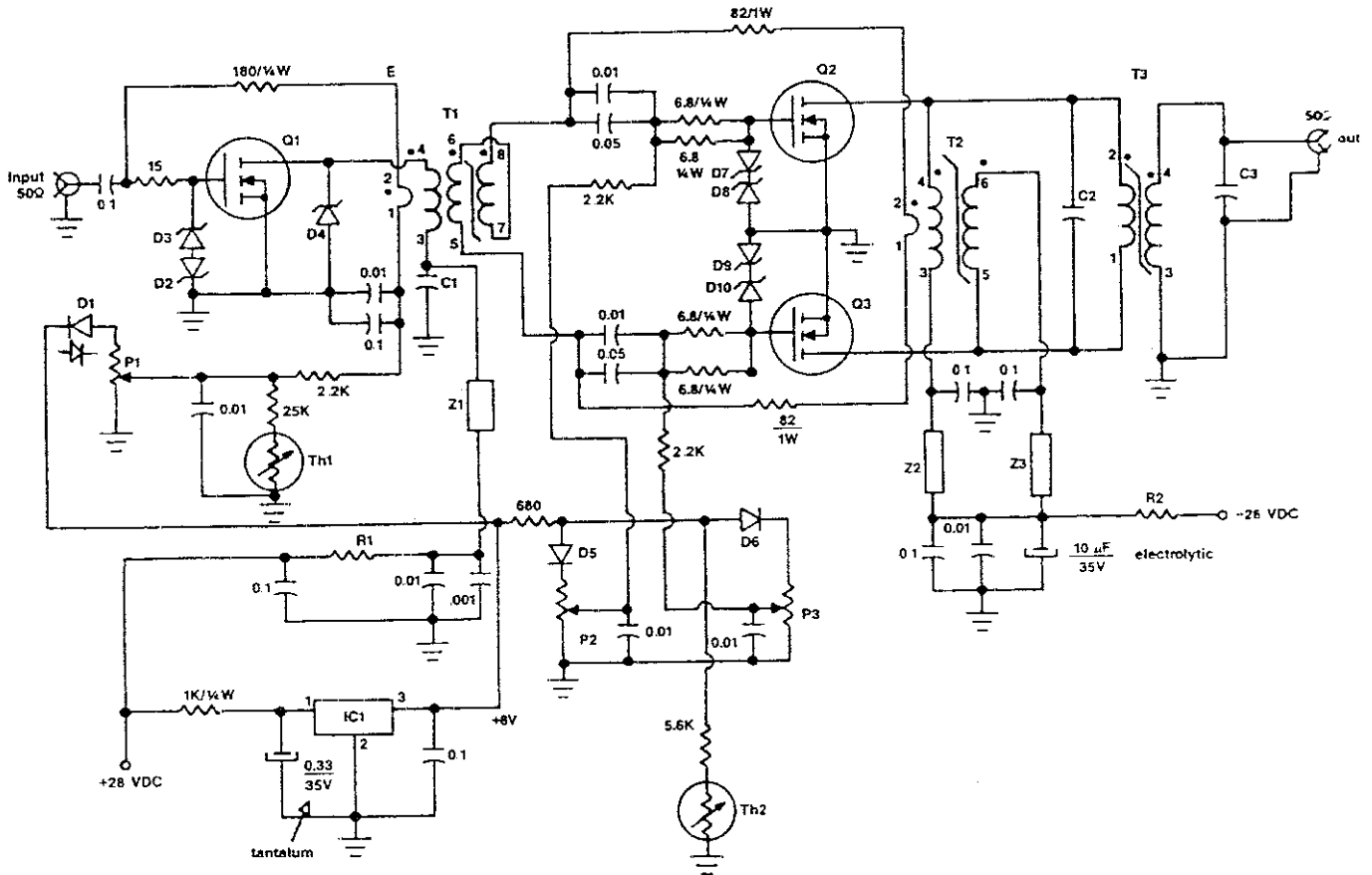


fig. For eksempel bidrager D2 og D3 ikke med mere end 16 pF på indgangen. 15 ohms modstanden i serie med gaten er for stabilisering. Drainstrømmen til Q1 kan måles ved at måle spændingsfaldet over R1.

Udgangsforstærkeren

Denne indeholder 2 stk. MRF138 Power FET, som arbejder i push-pull klasse B, med tilbagekobling til de respektive gates via 2 stk. 82 ohms modstande, på samme måde som beskrevet i drivertrinnet. Drain-spændingen tilføres via spolen T2, hvorigennem også tilbagekoblingsvindingen føres (vinding 1-2). T3 transformerer udgangseffekten til antennen.

I stedet for 2 transformatorer som vist er det muligt at nøjes med T3, som i så fald skal forsynes med et midtpunktsudtag på primærsiden, der så forbindes til forsynings-spændingen.

Den på diagrammet viste løsning indebærer dog, at det bliver lettere at foretage ændringer og eksperimenter.

Den nødvendige drain til drain belastningsimpedans er:

$$R_{dd} = \frac{2 \cdot (V_{dd} - V_{ds})^2}{P_o} \quad (4)$$

$$V_{dd} = 28 \text{ V}$$

$$V_{ds} = 2,5 \text{ V}$$

$$P_o = 60 \text{ W}$$

R_{dd} er således 21,68 ohm, og en i praksis opnåelig værdi på 19,5 ohm er anvendt. Senere ændret til 22 ohm, se senere under beskrivelse af T3 transformator.

En kalkulation af inputimpedansen af et tilbagekoblet trin som dette vil være meget vanskeligere end for klasse A driver trinnet.

Dog, i modsætning til et bipolar push-pull trin, hvor base til base impedansen varierer i forhold til, hvilken klasse trinnet arbejder i, er gate til gate impedansen af et fælles source FET trin altid det dobbelte af impedansen fra gate til stel (7). Dette gør det muligt at bestemme input impedansen ved hjælp af ligningerne 1 og 2:

$$\text{Værdi af } R_1 = R_{dd}/4 = 4,88 \text{ ohm}$$

$n = 10$ (Vindingsforholdet af vinding 3 - 4 eller 5 - 6 til 1/2 vinding 1 - 2 i T2).

$$R_r = 82 \text{ ohm}$$

$$g_{fs} = 1,2 \text{ mhos (MRF138 ved 2,5 Amp.)}$$

Heraf bliver $Z_i = 51,7 \text{ ohm}$, og gate til gate impedans er 103,5 ohm.

Den her viste beregning er kun et eksempel på, hvorledes man kan opnå et beregningsstartpunkt.

Tilnærmelsesvis målinger viser, at MRF136 belastet med MRF138 trinnet udviser en gennemsnits inputimpedans på 55 ohm ved 60 watt CW ved 2 MHz. Dette passer fint, sammenholdt med værdien på 60,3 ohm beregnet efter ligning 1-2. Målt spændingsforstærkning ved 2 MHz CW var 85 gange. Dette svarer til 39 dB forstærkning ved 55 ohm.

For maximum udgangseffekt og bedre undertrykkelse af lige harmoniske, bør Q1 og Q2 være matchede. Ifølge reference 7, er en 10 % matchning af g_{1s} tilstrækkelig.

Kompensation af udgangstrafo

I den foregående redegørelse er effekten af induktansen af vindingerne i parallel med R_{dd} (3-4 + 5-6 af T2 og 1-2 af T3) ikke medregnet.

Set ud fra konstruktørens erfaring, kan dette lade sig gøre, hvis, ved den laveste frekvens, reaktansen af vindingerne i parallel med R_{dd} er mindst 10 gange denne værdi.

Med den anvendte kerne er reaktansen ca. 643 ohm ved 2 MHz. Hvis den resulterende primærinduktans ikke kan gøres så stor som 10 R_{dd} , må den gøres mindst 4 R_{dd} .

Dette giver, ved brug af R_{dd} , L_d og de tilhørende 2 kapaciteter, et constant-K high-pass filter (8,9).

Det er også forudsat, at vindingerne på T3 er perfekt koblete, således at koblingsgraden har en betydelig værdi.

For at eliminere effekten af T3s koblingsimpedans, set fra primæren, er den udført som en del af et 3 polet low-pass Chebyshev filter sammen med kompensationskondensatorerne C2-C3. Dette er vist i fig. 2.

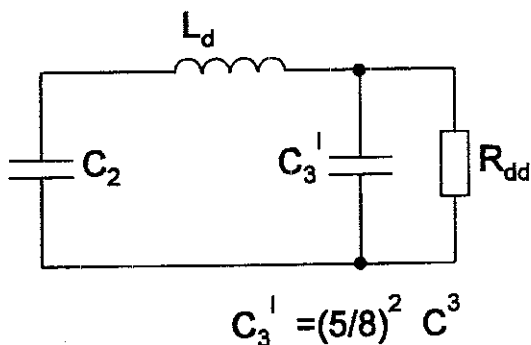


FIG. 2 HØJ - FREKVENSKOMPENSATION FOR FORSTÆRKEREN

Denne værdi af sådanne kondensatorer kan beregnes ifølge reference 8, men udgangskapaciteterne af Q2 og Q3 skal medregnes; også indflydelsen af selvinduktionen i printet bør der tages hensyn til.

C2 og C3 er fastlagt ved at betragte signalet på en spectrumanalyser og tracking generator (11).

Bias kredsløb

Bias kredsløb for FET er enklere end for bipolare transistorer, og kun een spændingsforsyning er nødvendig. Spændingen tages fra en 3 terminal 8 volt regulator IC1.

Bias for Q1 indstilles med trimmepotentiometeret P1 og indstilles til en drainstrøm på mellem 100 og

500 mA. Kredsløbet er beregnet på en nominal strøm på 500 mA, men i praksis er dette ikke nødvendigt; i mit eksemplar er P1 indstillet til 200 mA.

Selvom FET'er er meget lidt følsomme for thermal runaway, kan denne værdi stige med temperaturen. For at kompensere for dette er Q1 kompenseret med en NTC termistor Th1, placeret mod kølepladen så tæt ved Q1 som muligt.

Bias for Q2 og Q3 indstilles med trimmepotentiometer P2 og P3 og indstilles til 100 mA for hver, 200 mA total. Total drainstrøm kan måles over R2.

NTC thermistoren Th2 kompenserer den lille positive temperatur koefficient for Q2 og Q3 og placeres så tæt ved disse som muligt, ligesom beskrevet for Th1

Dioderne D1, D5 og D6 forhindrer ødelæggelse af strømforsyning, gates og IC1 i tilfælde af drain-til-gate kortslutning i en af FET'erne. Hvis bias spænding fjernes i standby perioder, anbefaler Cracovski, at man indfører et RC element med en tidskonstant på 1-2 ms. Der er ikke lavet forsøg hermed.

| f | If | IMD,3rd | IMD,5th | IMD,7th | IMD,9th |
|------|------|---------|---------|---------|---------|
| MHz | Amp. | -dB | -dB | -dB | -dB |
| 1.5 | 3.6 | 24 | 34 | 41 | 49 |
| 5.0 | 3.6 | 30 | 36 | 44 | 52 |
| 10.0 | 3.6 | 31 | 38 | 48 | 51 |
| 20.8 | 3.5 | 30 | 42 | 49 | 51 |
| 30.0 | 3.5 | 24 | 40 | 46 | 56 |

Tabel 2: Intermodulationsforvrængning (IMD) originale udgave (tilsvarende målinger er p.t. ikke udført på 8EV udgave.

Målingerne er udført med to-tone test med to signaler separeret 1 kHz og udført ved forskellige frekvenser.

Målingerne udført udelukkende ved strømforbrug som vist i tabel 2.

Hvilestrøm 100 mA pr. transistor.

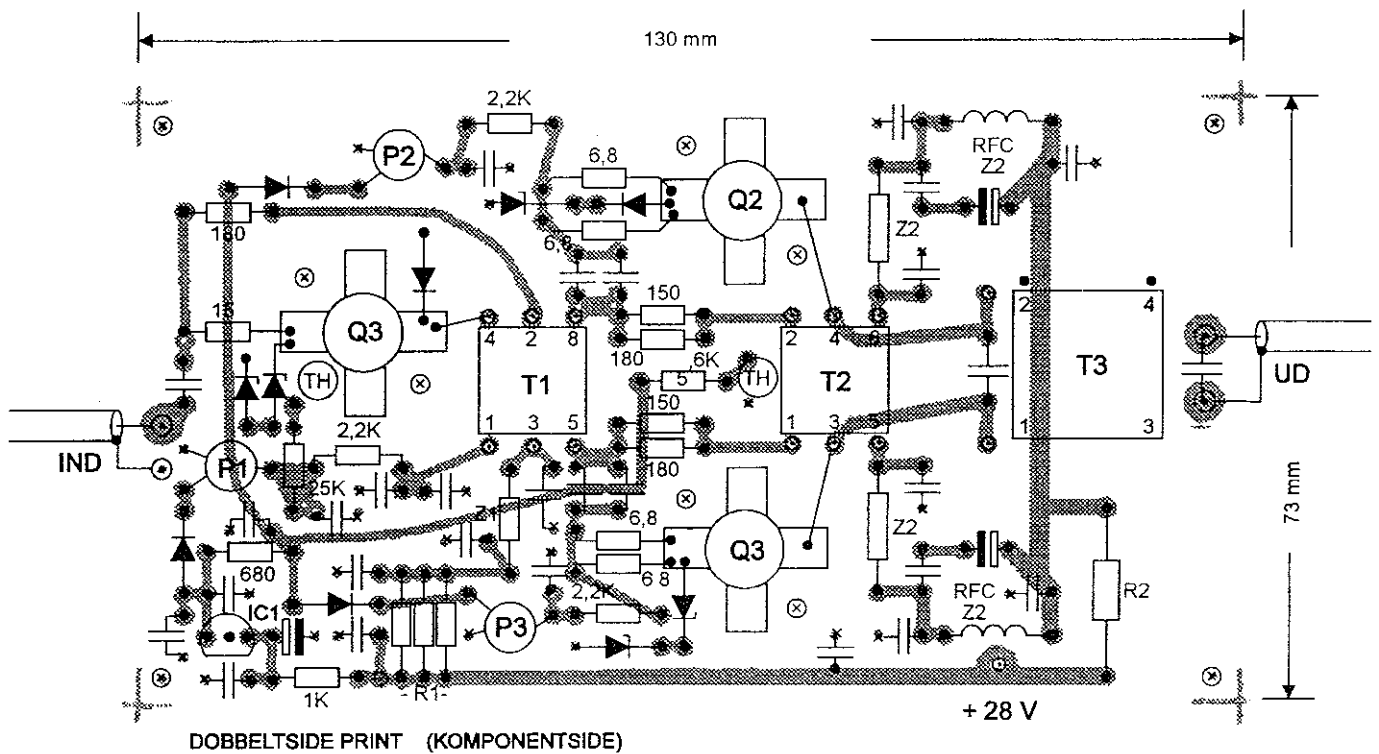
Forstærkeren var stabil på alle frekvenser og ingen parasitter observeret.

Test af 60 watt PEP linear amplifier OZ8EV udgave

| MHz | Po W | Pin mW | mV ind | amp. | (26,7 V) | % | dB |
|------|------|--------|--------|------|----------|----|----|
| 4.0 | 60 | 4.0 | 450 | 4.49 | | 50 | 42 |
| 7.0 | 60 | 6.5 | 600 | 4.49 | | 50 | 42 |
| 14.0 | 50 | 6.5 | 600 | 3.49 | | 54 | 39 |
| 21.0 | 44 | 6.5 | 600 | 3.46 | | 48 | 38 |
| 30.0 | 42 | 6.5 | 600 | 3.42 | | 46 | 37 |

At output synker ved højere frekvenser skyldes formentlig for dårlig kobling i T3. Målinger med 200 mA i Q1 og 100 mA i hver af Q2 og Q3.

Total hvilestrøm: 400 mA. Går op til max 450 mA efter længere tids test.



DOBELTSIDE PRINT (KOMPONENTSIDE)

NTC MODSTANDE MRK TH MONTERES UNDER PRINT

Q1 = MRF136
Q2 Q3 = MRF138

x STEL
• LODDEØ
⊙ SPYD
⊗ 3 mm^ø

Vigtigste data for MRF136 og MRF138

| Maximum ratings | MRF136 | MRF138 |
|-------------------------------|-------------|----------|
| Drain Source V _{DSS} | 65 V dc | 65 V dc |
| Gate-Source V _{GS} | +/- 40 V dc | 40 V dc |
| Drain Current - Continuous ID | 2,5 A | 6,0 A dc |
| Total Device TC 25 Gr. PD | 55 Watt | 115 Watt |
| Output Power | 15 Watt | 30 Watt |
| Gain (Typ.) | 16 dB | 17 dB |

Guaranteed 28 V 150 MHz
Performance (2-400 MHz) X

Specified 28 V 30 MHz
Characteristics (2-175 MHz) X

Ændringer i forhold til originale artikel i RF Design

Kondensator C3 er ændret til 55 pF, idet denne værdi gav max. output. Difference skyldes formodentlig ændring af T3, se nedenfor.

Ellers er ændringerne udelukkende vedrørende transformatorerne T1-T2-T3.

Disse var først fremstillet som anført i artiklen, men ved afprøvning konstaterede jeg, at kernerne FB77 er stærkt ledende.

Da den lakerede tråd, jeg har til rådighed, kun er enkelt lakeret, fik jeg overgang til kernerne. Det har ikke været muligt at finde en bedre tråd, hvorfor jeg har løst problemet på følgende måde:

T1: Her har jeg stadig brugt FB77, men har lakeret kernen, og desuden lagt et lag tyndt tape over kernen.

T2: Her er kerne ændret til Amidon type FT 50-61 (eller FT 50-43).
Vindinger 3-4 og 5-6: 9 vindinger 0,6 - 0,8 mm bifilart.

Vinding 1-2: 1 tråd ført lige gennem kerne (teflon inderleder).

T3: Kerne: 2 stk. FB77 lagt parallel.
Vindinger: Primær: 4 vindinger tefloniseret skærm fra tyndt coaxkabel.
Sekundær : 6 vindinger, inderleder fra samme kabel.

Kerne isoleres fra print med tape eller lign.

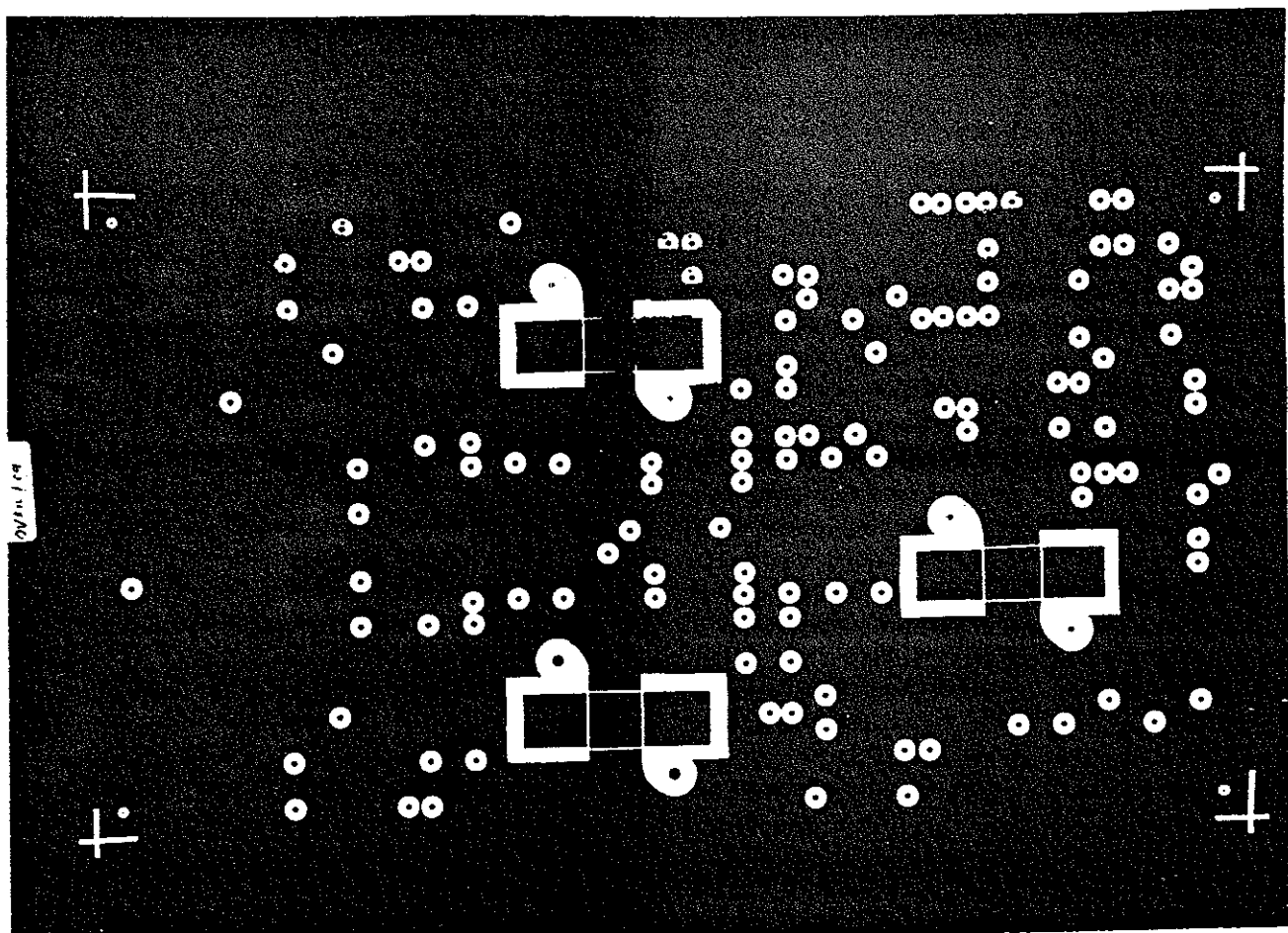
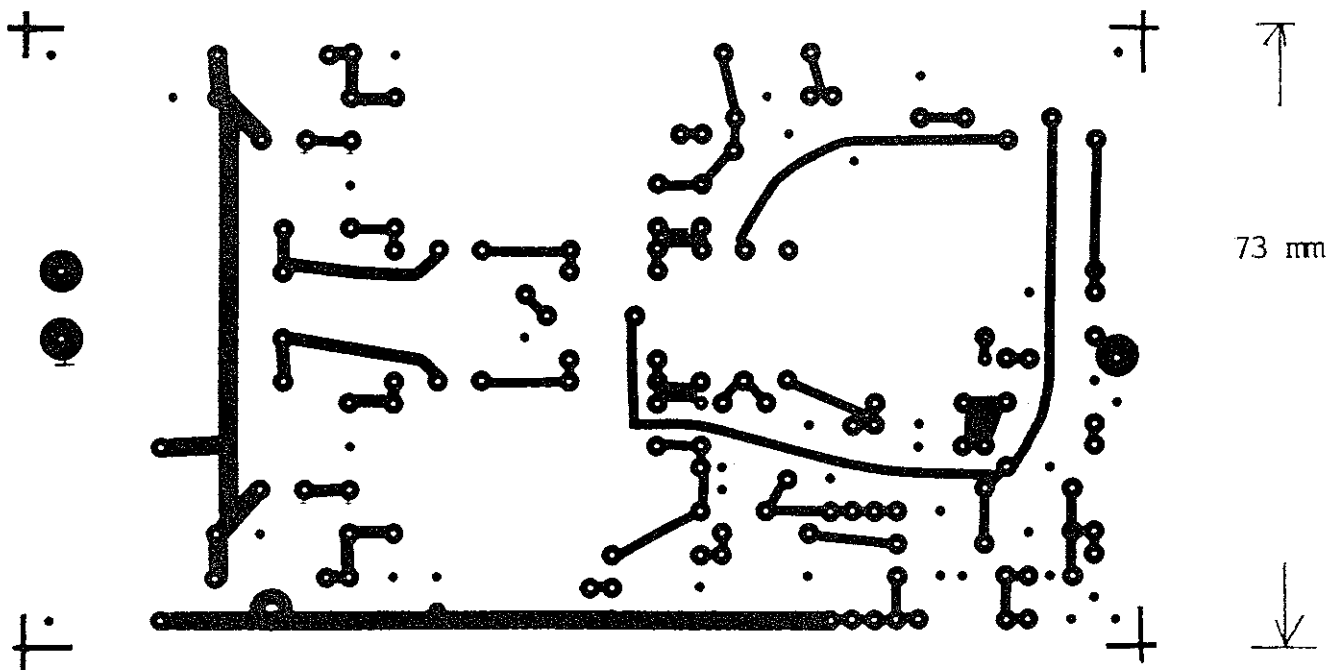
Vindingsforholdet 5-8 giver $R_{dd} = 19,53$ ohm.

Vindingsforhold 4-6 giver $R_{dd} = 22,00$ ohm, som faktisk er endnu tættere på den teoretiske værdi som er 21.68 ohm.

Det vil sikkert kunne betale sig at eksperimentere med især T3.

For eksempel vil det være bedre ikke at skille kablet ad, men vikle primær og sekundær samtidig; de flere vindinger på sekundær vikles så til sidst med inderleder alene. Dette burde give en bedre kobling.

Dette skal også forsøges her, når jeg får fat i kabel, som jeg kan få plads til gennem de 5 mm huller i kernerne.



Jeg undrede mig over, at der kun var brugt 1 kerne i udgangen, mange steder ses op til 4 kerner anvendt. Ved korrespondance med Cracovski, oplyser han, at 1 kerne er nok med det output, der her er tale om. Jeg har dog brugt 2 kerner, bl.a. på grund af mit ændrede vindingsforhold.

For dem, som måtte være yderligere interesserede i dette forhold, se ref. 8 - 9.

Opbygning

Forstærkeren er bygget på et dobbeltsidig glasfiber print i størrelsen 73 mm x 130 mm.

Printpladen er monteret på en køleplade, hvorpå FET'erne er fastspændte. NTC modstandene er loddet på undersiden af printet, således at tilledningerne presser disse helt tæt mod kølepladen. Brug kølepasta mellem FET'erne og NTC modstandene

og kølepladen.

Kølepladen, som jeg har anvendt, hedder Type PR170/100SE, Århus Radio Lager artikel nr. 002772. Den måler 200 mm x 100 mm, har en RthK værdi på 0,84 ved 60 W; den synes at være rigeligt dimensioneret.

Konklusion

Denne lineære forstærker er et eksempel på en mellemklasse HF lineær forstærker konstrueret med Power FETs, velegnet for SSB. Mere konstante parametre med hensyn til drainstrøm og højere inputimpedansniveau bevirker lettere design ved FETs end ved bipolare transistorer.

Konstruktionen har ikke givet problemer af nogen art, men har artet sig helt, som de omfattende beregninger gav forventninger om.

Prøv at holde øje med udviklingen på dette område. Hidtil har jeg kun set HF FETs fra Motorola, men andre kan måske være kommet til, så priserne kan komme på et mere attraktivt niveau.

Udbuddet af MOS FETs er stigende. Bl.a. har Toshiba udgivet et nyt katalog med Power MOSFETs, men beregnede for DC/DC convertere, motor drive, switching power supply, o.s.v., så måske kommer der noget for HF.

Komponentliste

Modstande er normale kulmodstande 1/8 W, hvor ikke andet er anført. Kapaciteter, hvor ikke andet er anført, er keramiske skiver, f.eks. Siemens Sibatit 63 Volt. Hvor 2 kapaciteter er anvendt på samme sted, skal disse være af forskellig værdi, f.eks. 1 på 0,1 uF og 1 på 1 eller 10 nf.

Kapaciteter mærket med * er Film. kap. f.eks. Siemens MKT eller lign.

C1 - 0,1 uF, 50 V (MKT 63 V)

C2 - 220 pF, 500 Volt, dipped Mica eller lign.

C3 - 100 pF, 500 Volt, dipped Mica eller lign, se tekst.

R1 - 3 stk. 1,0 ohm i parallel 1/8 watt

R2 - 0,05 ohm trådviklet 2 Watt

P1 - P2 - P3 - 10 K ohm Cermet trimmepotentiometre

D1-D5-D6 - Siliciumdioder 1N4148 eller lign

D2-D3-D7-D8-D9-D10 - Zener dioder 12 V 0,5 Watt

D4 - Zener dioder 60 Volt - 1 Watt

IC1 - 8 Volt regulator 78L08

Q1 - MRF136 - TMOS RF Power transistor Motorola

Q2-Q3 MRF138MF - TMOS RF Power Transistor Motorola

T1 - Vinding 3-4; 5-6; 7-8: 5 vindinger trifilar, snoet ca. 1 cm pr. vinding, tråd 0,4 mm emallieret (dobb. lakeret?)

Kerne: Amidon FB 77-6301 ($\mu = 2000$) ca. 10,5 x 9,5 mm.

Vinding 1-2: 1 tråd ført lige gennem kernen (Brug evt. inderleder fra tyndt teflon coax).

T2 - Vinding 3-4; 5-6: 5 bifilar vindinger, snoet ca. 1

cm pr. vinding, tråd 0,8 mm dobb. isoleret tråd
Kerne: som T1.

Vinding 1-2: 1 tråd ført lige gennem kernen. Se T1.

T3 - Vinding 1-2: 5 vindinger 0,8 mm dobb. isoleret tråd, bifilar viklet med vinding 3-4, som har 8 vindinger af den samme tråd.

Kerne: som T1 og T2.

Se bemærkninger andetsteds vedrørende eventuelle ændringer af wideband transformatorer

Th1 - Th2: NTC modstande 100 kohm ved 25 gr. 30 kohm ved 50 gr. Philips nr. 2322 640 62104

Z1 - 15 uH minidrossel.

Z2 - Ferritperler eller drosler viklet på hi-permeabilitet ferrit, f.eks. Amidon FB 43. uH, min. 2 uH.

Leverandører:

Jeg havde problemer med at få TMOS FET'erne. Forhandler herhjemme kunne kun hjælpe mig med datablade, og mente endda, at MRF138 var udgået af produktionen. Jeg måtte derfor til udlandet, hvor der ikke var problemer med at levere.

England: Mainline Electronics, P. O. Box 235, Leicester LE2 9 SH.

USA: RF Parts, 435 South Pacific ST. San Marcos, CA 92069.

Priser: MRF136: ca. 240,- i England, ca. kr. 155,- i USA.

MRF138: ca. 400,- i England, ca. kr. 270,- i USA (pr. stk.)

Prisen for MRF138 i England er for matched pairs. Det er den formodentlig ikke i USA, men er da et forsøg værd.

Alle kerner: C. Trading, Lystrupvej 18, 3330 Gørlose, tlf. 42 27 83 64.

NTC modstande og øvrige komponenter: Århus Radio Lager.

Referencer

1. H. Granberg, "Power MOSFETs versus Bipolar Transistors", *RF Design* Nov/Dec 1981.

2. Roy Hejhall, "VHF MDS Power Applications", Motorola Application Note AN-878.

3. Cracovski, J.I., "Aplicacion de TECMOS de potencia en amplificadores de RF", *Revista Telegrafica Electronica*, September 1985.

4. Motorola RF Data Manual, 1983 edition.

5. Roy Hejhall, "RF Small Signal Design Using Two-Port Parameters", Motorola Application Note AN-215A.

6. H. Granberg, "Linear Amplifiers for Mobile Operation" Motorola Application Note AN-762.

7. H. Granberg, "Get 600 Watts from Four Power FETs", Motorola Engineering Bulletin EB-104.

8. A. H. Hilbers, "Design of High-Frequency Wideband Power Transformers", Philips Electronics Application Bulletin, Vol. 32 No. 2.

9. A. H. Hilbers, "High Frequency Wideband Power Transformers", Philips Electronics Applications Bulletin Vol. 30, No. 2.

10. Cracovski, J.I., "Amplificador de banda ancha para BLU", *Revista Telegrafica Electronica*, September 1977.

11. A 60 Watt PEP Linear Amplifier, Jose I Cracovski, *RF Design* Februar 1988.

Efterskrift

Som jeg har skrevet i artiklen, havde jeg planer om at eksperimentere lidt mere med udgangstrafoen T3, dette har jeg nu gjort, med følgende resultat:

Et forsøg med tyndt teflon coaxkabel, som ikke blev adskilt, gav mærkbart dårligere resultat. Virkningsgraden faldt helt ned til 30 %. Herefter blev en ny trafo viklet.

Et tyndt teflon coaxkabel ca. 2.0 mm i diameter blev adskilt.

Inderlederen gøres lidt længere end den isolerede skærm, nok til 2 ekstra vindinger.

Først vikles 1 vinding sekundær, herefter 4 vindinger primær/sekundær, som vikles skiftevis, så koblingen gøres så tæt som muligt.

Til slut 1 vinding sekundær.

Dette gav følgende resultat:

| MHz | Po W | Pin mW | mV ind | amp. | (26,7 V) | % | dB |
|------|------|--------|--------|------|----------|----|----|
| 4.0 | 60 | 4.0 | 450 | 5.1 | | 44 | 42 |
| 7.0 | 58 | 6.5 | 600 | 5.4 | | 40 | 40 |
| 14.0 | 50 | 6.5 | 600 | 4.6 | | 41 | 39 |
| 21.0 | 48 | 6.5 | 600 | 4.15 | | 43 | 39 |
| 30.0 | 50 | 6.5 | 600 | 4.0 | | 47 | 39 |

Som det fremgår er output og forstærkning større ved de højeste frekvenser, medens til gengæld virkningsgraden er lavere på alle frekvenser undtagen 30 MHz.

Der er således ikke den store forskel, så begge trafoer kan anvendes. Forsøget giver dog en fornemmelse af hvor afgørende sådanne trafoer kan være for opnåelse af et godt resultat.

*) kan nærmest oversættes som : løbe løbsk! **OZ**

Stof til OZ juni
senest d. 23. maj

STATIONSUDSTYR: PRIS VÆGT

| | | |
|---|-------|-------|
| 4501 IARU Locator of Western Europe (RSGB) 125x93 | 50,00 | 120 g |
| 4502 QTH Locator of Europe i farv m/cell 67x98 | 80,00 | 250 g |
| 4503 Prefix Map of the WORLD | 50,00 | 110 g |
| 4504 Radioamateurs World Atlas, A4hæfte 32.400 Locator | 21,00 | 80 g |
| 4505 World Prefix Map. vægkort 80x120 cm | 60,00 | 120 g |
| 4506 World Atlas A4 hæfte i farver | 95,00 | 110 g |
| 4507 IARU, Locatorkort Europa i farver m/cell, 62x78 | 75,00 | 250 g |
| 4508 Pejlekort farver m/OZ i centrum 62x62 cm | 31,00 | 240 g |
| 4509 Pejlekort, farver m/OZ i centrum 31x31 cm | 18,50 | 140 g |
| 4601 Logbog A4 med spiralryg (EDR) | 22,00 | 240 g |
| 4602 Logbog A4, tværformat med spiralryg | 25,00 | 260 g |
| 4603 Logbog A5 som blok OZ3PO | 11,00 | 180 g |
| 4604 HF Contest Log | 25,00 | 440 g |
| 4605 VHF-UHF-SHF Contest log sheet | 25,00 | 420 g |
| 4650 Samlebind til OZ til 1 årgang, grøn blå orange, sort | 35,00 | 250 g |
| 4700 Gamle OZ (kun for medlemmer) | 31,00 | 140 g |

DIVERSE ARTIKLER:

| | | |
|--|--------|-------|
| 5001 Radiogrupperne Moses og Cain | 50,00 | 300 g |
| 5002 Hemmelig Dansk Radiotjeneste under 2. verdenskrig | 198,00 | 550 g |
| 5003 Den Hemmelige Sender | 195,00 | 392 g |

ANTENNEKABLER M.M.:

| | | |
|--------------------------------------|-------|--|
| 8001 Pope H1000 pr. meter | 12,50 | |
| 8002 Pope H100 pr. meter v/100 meter | 11,75 | |
| 8050 Nkonnektor stik han | 50,00 | |
| 8051 Nkonnektor stik hun | 50,00 | |
| 8052 Nkonnektor stik BNC | 50,00 | |
| 8053 PL259 standard stik | 13,00 | |

ANTENNER:

| | | |
|---|--------|--|
| 3001 TRIAX 8 elm (2 meter) VHF Yagi Antenne | 422,00 | |
| 3002 TRIAX 20 elm (70 cm) UHF Yagi Antenne | 388,00 | |
| 3005 TRIAX 4 elm (6 meter) Yagi Antenne | 465,00 | |
| 3003 TRIAX 6 elm (70 cm) | 190,00 | |

PACKET RTTY-SSTV-CW-AXCH-BØGER:

| | | |
|--|--------|-------|
| 3101 Amateur Radio Teletype (Dansk) 128 sider | 30,00 | 290 g |
| 3102 Morse Telegrafi af OZ5NU (Dansk) 56 sider | 20,00 | 160 g |
| 3103 Øvelsesbånd til Morselelegrafibogen (4 stk) | 108,00 | 296 g |
| 3104 Morse Code Essential (Amr) | 68,00 | 160 g |
| 3105 Morseprogram til PC'er, 5 1/4" eller 3 1/2" disketter | 154,00 | 80 g |
| 3106 Teleprinters Handbook, (Eng.) | 333,00 | 890 g |
| 3107 AX. 25 Amateur Packet-Radio Link-Layer protokol | 82,00 | 170 g |
| 3108 Spread Spectrum Source Book | 190,00 | 900 g |
| 3109 Your Gateway to Packet Radio, 2nd edition, ARRL | 162,00 | 420 g |
| 3110 Packet Radio, tysk | 250,00 | 620 g |
| 3111 Your Packet Companion | 125,00 | 265 g |
| 3112 Your RTTY/AMTOR Companion, ARRL | 90,00 | 225 g |
| 3113 Packet Radio Primer, RSGB | 115,00 | 230 g |
| 3114 NOSintro, TCP/IP over Packet Radio | 273,00 | 510 g |
| 3115 Practical Packet Radio, ARRL | 170,00 | 500 g |

SATELLIT BØGER:

| | | |
|---|--------|-------|
| 3501 ARRL Satellite Experimenters Handbook 2 udg. | 225,00 | 820 g |
| 3502 Weather Satellite Handbook, 5th | 225,00 | 520 g |
| 3503 Weather Satellite Diskette | 145,00 | 80 g |
| 3510 Satellite Anthology 3rd, ARRL | 100,00 | 270 g |
| 3511 Satellite Broadcasting Guide 1995 | 270,00 | 600 g |

BCI og TVI BØGER:

| | | |
|-----------------------------------|--------|-------|
| 3801 Interference Handbook (Amr) | 154,00 | 350 g |
| 3802 RFI - How to find and fix it | 189,00 | 600 g |

Der tages forbehold for fejl og prisændringer.
Der betales de faktiske udgifter til forsendelse tillagt efterkravsgebyr ved postoprævning.
Forsendelse sker tirsdag & torsdag.
Alle priser er incl 25% moms.

RADIOAMATØRERNES FORLAG APS

Klokkestøbervej 11, 5230 Odense M
Telefon 66 15 65 11 (mandag-fredag kl. 10.00-14.00)
Gironr: 3 11 92 11 . Telefax: 66 15 65 98