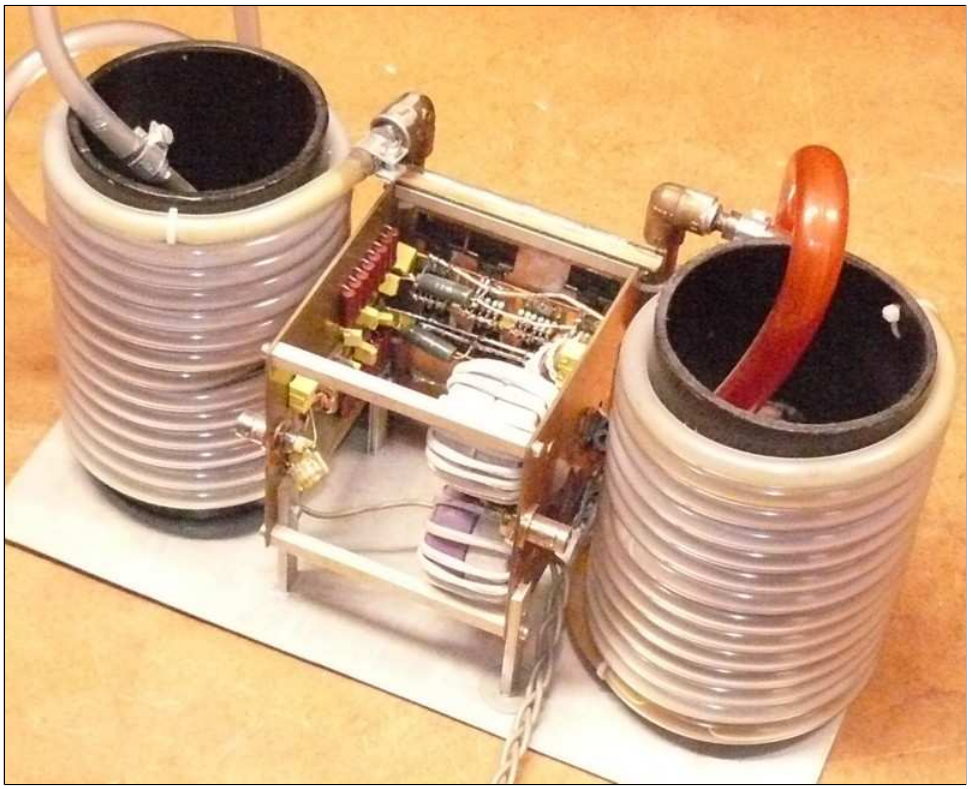


# HF-breedband-eindtrap met Power MOSFETs


## *Samenvatting*

*Met hoogspannings-FETs kan eenvoudiger een 1 kW-balans-eindtrap gebouwd worden omdat de benodigde impedantie tussen de drains niet zo laag wordt. Bij 180 volt voedingsspanning kan volstaan worden met een 1 : 4 trafo in de uitgang.*
*Er is gekozen voor een goedkope schakel-FET: IRF840. Door de relatief lage capaciteiten is met acht van die dingen meer dan een kilo-watt te produceren in liniar mode. De benodigde compensatie van de drain-capaciteit is eenvoudig, zodat het volle vermogen van 1,5 - 30 MHz geleverd wordt. De lineariteit en de beperking van de ruststroom verlangen een weerstand in de sources. Bovendien verkleinen die de ingangscapaciteit factoren waardoor het stuurvermogen niet groter dan 10 watt blijft en de aanpassing eenvoudig is. Hier wordt volstaan met een conventionele 3 : 1 trafo en weerstanden waarin die tien watt gedissipeerd wordt. De versterking van het geheel is 20 dB.*
*De dissipatie van de FETs blijft een zorg door de hoge thermische weerstand van de TO 220-behuizing. Electrische isolatie ten opzichte van het koellichaam is uitgesloten door de hoge thermische weerstand daarvan. Hier is het hoofd aan te bieden door toepassing van twee ten opzichte van elkaar geïsoleerde koellichamen met waterkoeling. Envelope Tracking moet de dissipatie tot een minimum beperken.*
*Om de FETs 'heel te houden' hoeven geen buitenissige maatregelen getroffen te worden.*
*De voeding bestaat uit een direct uit het lichtnet gevoede enkelvoudige gelijkrichter gevolgd door een geschakeld gedeelte met ingangen voor de nodige beveiligingen. Het chassis ligt aan de nul van het lichtnet zodat galvanische scheiding eenvoudig is.*


## 1. Het Ontwerp

### 1.1 Inleiding

Annette PEoRDM en Herbert PAoSU plannen de ontwikkeling van een goedkope breedband HF-eindtrap met Power-schakel-MOSFETs. Die dingen kosten maar anderhalve euro per stuk! Het idee is om 1 kW PEP te maken met een balansschakeling van hoogspannings-FETs, zodat de drain-drain-impedantie een handelbare waarde krijgt. Bovendien moet het ding 'direct uit het lichtnet' gevoed worden, wat een zware en dure trafo scheelt.
Een voeding direct-uit-het-lichtnet geeft een spanning van zo'n 320 volt af. De maximale drain-source-spanning van de FET in questie zal dan 640 volt moeten toestaan (bij volle uitsturing). Als er tussen de beide drains van de balanstrap 50 Ω aangesloten wordt, komt er maximaal $220^2$ / 50 = 968 watt uit. De uitgang kan uit een 50 Ω-balun bestaan.
Dit is te kort door de bocht. Na een aantal keren berekeningen te hebben uitgevoerd, blijkt 180 volt voedingspanning veel gunstiger.

### 1.2 Specificatie

| | |
|---|---|
| Uitgangsvermogen: | 1 kW |
| Gain: | 20 dB (stuurvermogen 10 W) |
| Voeding: | 180 V bij 11 A |
| freq.range: | 1,5 - 30 MHz |
| $2^e$ harmonische: | < -30 dB |
| $3^e$ harmonische: | < -15 dB |
| IMD-afstand: | > 33 dB |

### 1.3 Keuze van de FET

Uiteraard moet de FET 'snel genoeg' zijn als de eindtrap ook op 10 meter moet kunnen werken. Annette vond de IRF840[1] tot nog toe het meest geschikt, vooral omdat 'turn on' en 'turn off' tijden klein zijn en de capaciteiten niet in de nanofarads lopen. De volgende gegevens[2] zijn in eerste instantie van belang:

| | | |
|---|---|---|
| $V_{DS}$: | 500 V, | *gemeten spreiding op $V_{GS(th)}$ van lot T242 AE* |
| $P_{TOT}$: | 125 W, | bij $I_D$= 100 mA, $V_{DS}$= 40 V: |
| $I_{Dmax}$: | 8 A, | 1st:3,8V 1st:3,9V 2st:3,95V 9st:4,0V |
| $C_{iss}$: | 832 pF (gate capaciteit), | 5st:4,05V en 6 stuks: 4,1 V. |
| $C_{oss}$: | 131 pF (drain capaciteit), | |
| $C_{rss}$: | 17 pF (Miller capaciteit), | |
| 'S': | 9 A/V ($V_{GS}$ tussen 4,5 en 5,5 volt gaat de stroom van 1,5 naar 10,5 A) en | |

'Safe operating area' van 8 A bij 15 volt tot 0,5 A bij 250 volt.

Bij eenmalige, althans met een kleine duty cycle voorkomende korte impulsen, kan veel verder gegaan worden, maar in ons geval is het raadzaam om onder deze lijn te blijven.

Uit de grafieken van de spec is af te leiden dat de $V_{DS}$ bij 8 A ongeveer 7 volt is. Het is beter om 10 volt aan te houden omdat de capaciteiten (vooral de uitgangscapaciteit) bij kleinere spanning sterk toenemen.

### 1.4 Dissipatie en cross over vervorming

Als we een kilowatt (continu) willen maken bij een rendement van, zeg, 60 %, dan wordt de input 1667 watt en de dissipatie 667 watt. Daarvoor hebben we zowiezo 5,3 (dus 6) FETs nodig. We moeten ook rekening houden met het ruststroom-vermogen! Als we naar de 'Transfer Characteristics' in de spec kijken, zal de ruststroom in de orde van 700 mA per FET moeten zijn om de cross over vervorming in toom te houden. Bij 180 volt dissipeert elke FET daardoor alleen al 126 watt!
Zonder tegenkoppeling (source-weerstand) komen we daar niet uit. De steilheid van de FET (9 A/V)[3] is trouwens belachelijk hoog voor onze toepassing, het komt er op neer dat 1 $V_{top}$ de versterker al volledig uitstuurt. Met een source-weerstand van 0,75 Ω (3 Ω per FET als er vier parallel staan) wordt dat zo'n 1 A/V, wat overeenkomt met een bipolaire transistor. Dan wordt de stuurspanning op de gate tov aarde ongeveer 10 $V_{top}$. De ingangs-capaciteit wordt negen keer zo klein en de ruststroom kan terug naar zo'n 80 mA waardoor ruim 14 watt wordt gedissipeerd.
We houden, pak weg, 110 watt per FET over. Zes torren is net te weinig; we maken er acht van: *twee maal vier stuks in balans met 3 Ω in elke source.*

### 1.5 Gebruikte formules

uit: Bipolair & MOS Transmitting Transistors, Application Report.
Relatie uitgangsvermogen en belastingsweerstand:

$$2 * P_o * R_L = (V_{DS} - V_{DSmin} - V_{Rs})^2$$

---

[1] niet de IRF840F, die is geïsoleerd van de koelplaat

[2] uit spec. van STMicroelectronics (http://www.st.com)

[3] met vier FETs parallel wordt dat zelfs 36 A/V!

Dubbel-$\pi$-filter voor compensatie ingangs-C:
$C_{in} = C_{uit} = 0{,}386 * C_{iss}$
$R_{in} = R_{uit} = 1{,}6 / \omega_{max} C_{iss}$
capaciteit: 1 F = 1 A.s / V
4C6-ferriet: verlies = 0,35 W/cm$^3$
grootste kern: $A * l = 97{,}6.10^{-6} * 9{,}2.10^{-2} = 8{,}98.10^{-6}$ m$^3$ = 8,98 cm$^3$, en
$n^2 = L * l / \mu_0 * \mu_r * A$
$n^2 = \{L ...(\mu H)\}.10^{-6} * 9{,}2.10^{-2} / 4\pi 10^{-7} * 120 * 97{,}6.10^{-6}$
$n^2 = \{L ...(\mu H)\} * 6{,}25$
4,19 J = 4,19 Ws = 1 kCal en 1kCal warmt 1 liter water 1 °C op.
Vuistregel: koeling van 1 liter water/min :: 1 m$^3$ lucht/min

### 1.6 Het uitgangs-circuit

Als we volstaan met een 50 Ω-balun tussen drains en uitgang, kan bij 180 volt zonder source-weerstanden maximaal: $(180 - V_{DSmin})^2 / 2*50 = (180 - 10)^2 / 2*50 = 290$ watt gemaakt worden. (Bij $V_{DSmin} < 10$ V worden de capaciteiten rap groter.)
De capaciteit tussen de acht drains is 4 * {[4]1,15 * (131 / 2) pF} = 300 pF. Daar komt nog de 'montage-capaciteit' bij. Laten we het afronden op 400 pF. De reactantie daarvan is 50 Ω bij 8 MHz!
We gingen voor 1 kW. Bij deze FET zou de drain-drain-impedantie dus (zonder source-weerstanden): $(180 - 10)^2 / 2*1000 = 14{,}5$ Ω moeten zijn om dat te bereiken. 12,5 is een kwart van 50, zodat hier een eenvoudige trafo voor gemaakt kan worden.
We rekenen verder met 12,5 Ω tussen de drains.
De 400 pF drain-drain-capaciteit is 12,5 Ω bij 32 MHz. **Compensatie is nodig voor de hogere banden**.
De voeding van de drains gebeurt via een bifilair gewikkelde smoorspoel op een ferriet-staaf of ringkern-met-luchtspleet. Die garandeert de symmetrie.
Tussen de drains en de uitgangstrafo komen twee koppel-C's.

### 1.7 De stroom

Om een kilowatt in 12,5 Ω te maken, wordt de stroom 8,9 $A_{eff}$ = 12,6 $A_{piek}$. Dat is voor de vier torren per poot geen enkel probleem: een kleine 3,2 $A_{piek}$ per FET.
Klopt dat?
De $V_{DSmin}$ houden we op 10 volt (ivm. capaciteiten!). De spanning over de source-weerstand wordt 3 x 3,2 = 9,6 $V_{piek}$. De voedingsspanning is 180 V, dus:
$I_{piek} = (180 - 19{,}6) / 12{,}5 = 13$ A

### 1.8 Wat komt er dan uit?

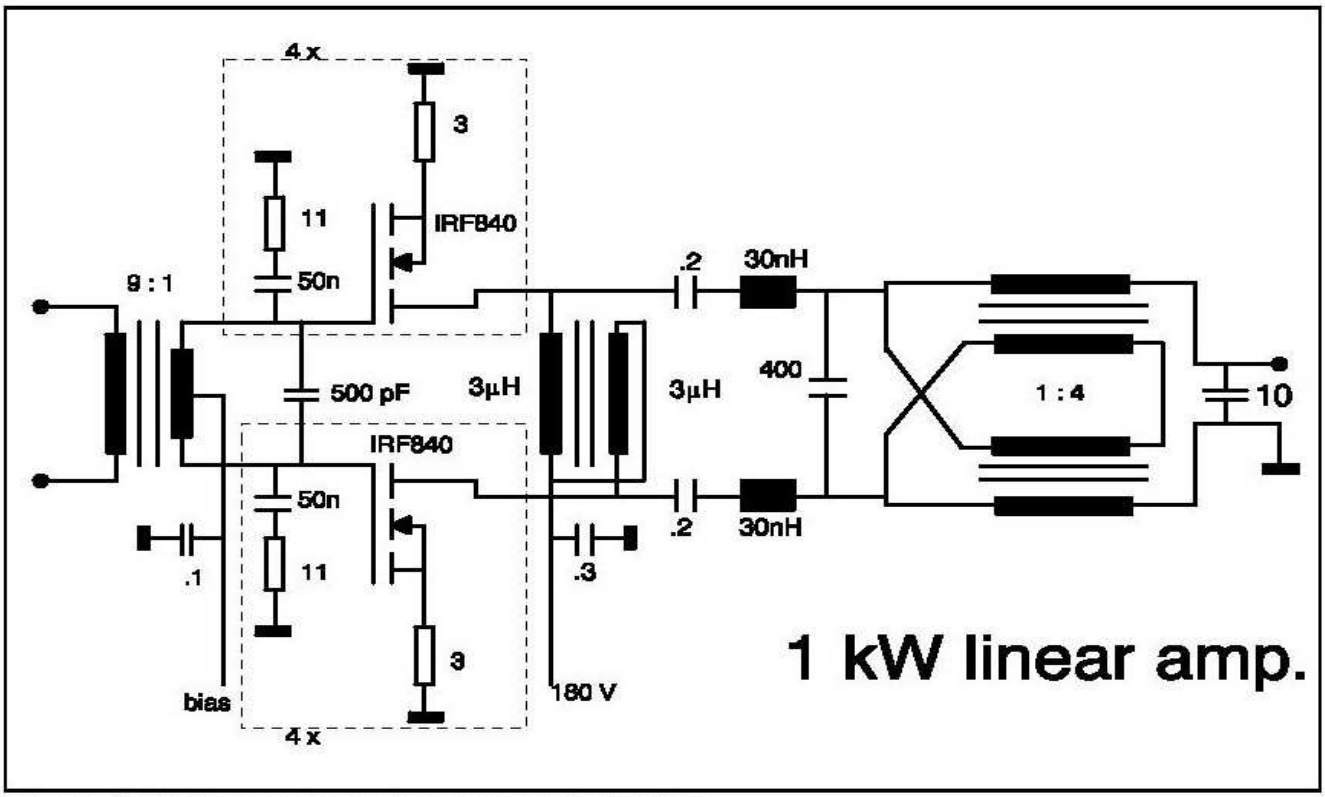
$2 * P_o * R_L = (V_{DS} - V_{DSmin} - V_{Rs})^2$.
bij 80 volt: $P_o = (80 - 10 - 5)^2 / 2 * 12{,}5 = 169$ watt,
bij 100 volt: $P_o = (100 - 10 - 6)^2 / 2 * 12{,}5 = 282$ watt,
bij 120 volt: $P_o = (120 - 10 - 7)^2 / 2 * 12{,}5 = 424$ watt,
bij 180 volt: **$P_o = (180 - 10 - 9{,}6)^2 / 2 * 12{,}5 = 1076$ watt,** en
bij 250 volt: $P_o = (250 - 10 - 14)^2 / 2 * 12{,}5 = 2043$ watt.

---

[4] bij grote uitsturing moet de uitgangscapaciteit met 15 % verhoogd worden

### 1.9 Het ingangs-circuit

Uitgaande van twee maal vier FETs in balans wordt de ingangscapaciteit (zonder source weerstand) 3,3 nF; tussen de gates 1660 pF. Met 3 Ω in elke source wordt dat grofweg 185 pF. Als we eenvoudig te werk gaan en stellen dat de reactantie aan de gate vijf keer zo groot moet zijn als de impedantie waarin gestuurd wordt, dan zal die impedantie klein worden. 185 pF[5] is bij 30 MHz 29 Ω. Op deze manier komen we uit bij 5,56 Ω symmetrisch[6].
Welk stuurvermogen vraagt dat?
Voor de stromen die we boven berekend hebben, zal de HF-gate-source-spanning in de orde van 1 volt zijn voor volledige uitsturing. Over de source-weerstand staat het leeuwendeel: 9,6 volt, samen 10,6 $V_{piek}$ en dat is 7,5 $V_{eff}$, zodat er ruim 10 watt nodig is.
We kiezen een trafo van 9 : 1 (impedantie). De weerstand tussen de gates wordt dan 5,55 Ω. Met 10,1 watt is de zaak uitgestuurd.
Het schema zou kunnen worden als in figuur 1.




**Figuur 1**: Het voorlopige schema van de eindtrap.

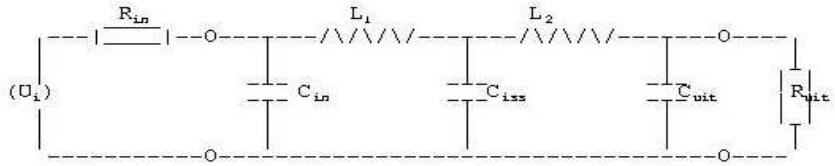
### 1.10 Het benodigde stuurvermogen verkleinen?

Het is hier niet zo nodig omdat de vereiste stuurspanning klein is, maar bij een grote ingangs-capaciteit van een buis is er een trucje om die voor een groot deel te 'elimineren' door hem op te nemen in een vijf-polig low pass filter:

---

[5] zonder rekening te houden met de Miller-capaciteit, die verwaarloosd kan worden als er geneutrodyniseerd wordt.

[6] rekening houdend met een trafo-verhouding van 3 in spanning




Daarbij is de middelste C ruim twee maal zo groot als de ingangs- en uitgangs-C. Er mag daar absoluut geen stroom lopen natuurlijk.
Bij 'Formules' staat:

$C_{in} = C_{uit} = 0{,}386 * C_{iss}$, hier: $C_{in} = C_{uit} = 0{,}386 * 185 = 71{,}41$ pF
$R_{in} = R_{uit} = 1{,}6 / \omega_{max}C_{iss}$, hier: $R_{in} = R_{uit} = 1{,}6 / 2.\pi.30.10^{6} * 185.10^{-12} = 46{,}4\ \Omega$

wat veel eleganter is dan 6 Ω.
Deze schakeling wordt vaak gebruikt bij enkele buizen, niet in balansschakelingen. Het is een heksentoer om dit symmetrisch uit te voeren voor 3,5 - 30 MHz.
Overigens, bij deze schakeling schuilt het gevaar in oscilleren: de impedantie die het rooster (de gate) 'ziet', is complex, terwijl die in de bovenstaande schakeling ohms, zelfs laag-ohmig is. We vinden deze toepassing alleen bij beam power tetrodes (penthodes) waarvan de Miller-C zeer klein is. Neutrodynisatie is daar niet aan de orde.

### 1.11 Neutrodynisatie

Het kan zijn dat neutrodynisatie de frequentiekarakteristiek gunstig beïnvloedt. Oscilleren zal overigens niet snel optreden gezien de lage impedantie aan de ingang en de aanwezigheid van de source-weerstanden. De drain-drain-impedantie is overigens complex door de onvermijdelijke low pass filters, een eventuele antenne tuner en de antenne.
In de regel vinden we in dit soort schakelingen in serie met de neutrodyne-condensator een kleine weerstand.

### 1.12 Gain

Eerder zagen we dat het stuurvermogen 10,1 watt zal zijn voor een uitgangsvermogen van 1076 watt. Dat geeft een power gain van 107 maal of 10 log 107 = 20,3 dB.
Klopt dat wel?
Voor de vier FETs in één poot van de balansschakeling is de drain impedantie 12,5 / 2 Ω. De source weerstand is 0,75 Ω. Grofweg zal de spanningsversterking 8 maal zijn, wat overeenkomt met 20 log 8 ...(dB) = 20 * 0,9 = 18 dB.

### 1.13 DC-instelling

Aangezien de FETs elk een source-weerstand van 3 Ω hebben, zal de bias-spanning (ongeveer +4 V) niet temperatuur-gecompenseerd hoeven worden. 'Run away' is bij schakel-FETs aan de orde, doch in geringe mate. Het bias-circuit mag hoog-ohmig zijn, doch er is kans dat de gate-capaciteit niet lineair is, zodat we toch niet meer dat een kilo ohm toestaan.
In serie met $R_G$ van 2,75 Ω moet een koppelcondensator opgenomen worden.
De ruststroom zal per FET de 100 mA niet overschrijden (hoop ik). Deze wordt bepaald aan de hand van de oneven-harmonische vervorming en de IMD.

### 1.14 Koeling

De thermal resistance junction-case van de TO 220-behuizing is 1 graad per watt. De maximale junction temperatuur is 150 °C. Bij die temperatuur gaat de levensduur snel achteruit. Hoe dan ook, er kan geen sprake zijn van electrische isolatie van de FETs ten opzichte van

het koellichaam. Een dergelijke isolatie verhoogt de thermische weerstand met ongeveer 3 °C/W! ('pasta' zonder isolatie is 0,3 °C/W).
Per FET wordt er 667 / 8 = 83,4 watt verstookt bij continu 1 kW output (afgezien van het ruststroomvermogen). De case mag dus nooit warmer worden dan 150 - 83,4 = 66,6 °C. De koeling wordt een probleem. Zo veel mogelijk FETs parallel is hier het devies. We houden het voorlopig bij 2 x 4 FETs.
Peltier-elementen kosten grofweg 0,5 euro per watt (Conrad cathalogus), 40 euro per FET. Dat is buiten de orde.
De thermische weerstand tussen de TO 220-behuizingen en de koellichamen maken we zo klein mogelijk. Met één lullig schroefje wordt dat niet bereikt. Ik denk aan solderen! Daarvoor hebben we soldeer met een smelttemperatuur 150 °C (of iets hoger) nodig (max. storage temp). Er bestaat zg. "wood's metaal" (een legering van bismut, tin, lood en cadmium met een smeltpunt van 68 °C) dus zal er ook soldeer zijn met een smeltpunt van 150 °.
Voorlopig zetten we de FETs vast met gemodificeerde papierclips: DOUBLE CLIP.

## *Wat nu ?*

Als geen electrische isolatie mogelijk is, zal er gebruik gemaakt moeten worden van twee koellichamen die ten opzichte van elkaar electrisch (DC èn HF) geïsoleerd zijn. Om de capaciteit (pF-en) tot een minimum te beperken, moeten die lichamen klein zijn[7]. Er blijft niets anders over dan vloeistofkoeling. Voor DC hoeft dat geen probleem te zijn: een slangetje van een meter voldoet ruimschoots. Voor HF kan dat anders uitpakken, doch bij de lage impedanties zal oprollen (spoel) van de koelslang volstaan.
Water heeft de grootste warmtecapaciteit van alle vloeistoffen doch heeft een minder goede isolatie als er een beetje metaal in opgelost raakt.

## *Warmtecapaciteit van water*

Om de grootteorde van het warmtetransport door water te bepalen: 1kW wegspoelen met water dat niet meer dan 10 °C mag opwarmen. 4,2 kWs = 1 kCal :: 1 kWs = 0,238 kCal :: 1 kW = 0,238 kCal/s :: 1 kW = 0,238 $l_w$.1°C/s :: 1 kW = 0,024 $l_w$.10°C/s ::
1 kW = 1,44 $l_w$.10°C/min, dus met een pompsnelheid van 1,5 $l_w$/min [90 l/h] (en een goede radiator) is dat geregeld. Door die radiator moet dan zo'n 1,5 $m^3$ lucht per minuut.

## *Warmtegeleiding van water*

Zonder in ingewikkelde berekeningen verzeild te raken, weten we dat het contact tussen het koelwater en (het inwendige van) het koellichaam zo groot mogelijk moet zijn. Eén ronde dikke pijp zal niet volstaan: die heeft de kleinste inwendige wandoppervlakte per doorsnede. Die verhouding is: $\pi.D.l / 0{,}25.\pi.D^2 = 4.l$/meter-doorsnede als $l$ de lengte is. Is vierkante pijp gunstiger dan ronde? $4.Z.l / Z^2 = 4.l$/meter. Rechthoekig dan?
$2(a+b).l / a.b = 2(a/b + 1).l$/meter, dus een 'zo plat mogelijke' buis.
In ieder geval moet $l$ zo groot mogelijk zijn, dus veel 'zo lang mogelijke' dunne pijpjes 'zo veel mogelijk' naast elkaar. De vorm is niet zo belangrijk.
Constructief is bijv. zes ronde pijpjes aantrekkelijk:

```
pijpjes--->  oooooo
             |______| <---koelplaat (2 mm koper)
```

De FETs worden niet te ver uit elkaar gemonteerd om de leidingen kort te houden (de drain-

[7] de capaciteit van een plaatje van 40 x 95 mm bleek twee cm boven het kastje van een capaciteitsmeter minder dan 7 pF te zijn, dus kan dit meevallen.

aansluiting hoeft niet zo kort, daar zal nog een spoeltje in serie moeten). De afmeting van de koellichamen zal zo'n 2 bij 9 cm zijn. Het af te voeren vermogen is 334 watt per koellichaam plus het ruststroom-vermogen. Dat kan alleen met minstens 2 mm dikke koperplaat waarop de pijpjes zijn gesoldeerd.

*Alternatief*

Er bestaan ook zg. 'heat pipes'. Die zijn gevuld met een vloeistof met een zeer laag kookpunt (freon, ether?). Er wordt gebruik gemaakt van de verdampingswarmte. Het verdampen treedt op bij het koellichaam van de transistoren, het condenseren bij de koelplaat. Het warmtetransport is, zoals hierboven blijkt, niet het probleem. Ook hier zal het aantal watt per oppervlakte van de koelplaat te groot blijken.

### 1.15 (ET) Envelope Tracking

In een aantal artikelen worden methoden aangereikt om het rendement van eindtrappen te verhogen: Envelope Tracking, Kahn, Kahn full-drive modulation (FDM) en Kahn partial-drive modulation (PDM)[8]. Er worden GHz-applicaties beschreven voor één frequentie bij sateliet-applicaties, waaruit blijkt dat de harmonische-vervorming een probleem is. Bij enkele van deze methoden schijnt de intermodulatie-vervorming beter dan in lineair bedrijf. Ik begrijp het niet helemaal en het lijkt mij sterk dat de IMD goed kan zijn bij veel harmonischen-vervorming. Die zijn wiskundig gekoppeld.
Het enige dat zinvol lijkt is ET: in lineair bedrijf wordt de voedingsspanning (drainspanning) gemoduleerd met de *omhullende* van de amplitude van het input signaal. Het rendement daarvan is bij ver uitsturen slechts weinig minder dan van Kahn, FDM of PDM. Bij kleinere vermogens is het rendement beduidend slechter. Waar onmiddellijk winst te behalen valt, is het ruststroom-vermogen (altijd nog zo'n 200 watt). Per slot van rekening gebruiken wij de eindtrap voor SSB, dus 'vallen er pauzes'. Echter, voor de modulatie van de voedingsspanning is een flink vermogen nodig als dat op de conventionele manier uitgevoerd wordt met een serie-regelaar. Het probleem wordt verplaatst. Dat is in ons geval gunstig doch complexer dan lineair bedrijf. Het lijkt mij alleen zinvol als de modulatie door een geschakelde voeding wordt verzorgd. We zullen zien.

### 1.16 Galvanische scheiding

Als we de eindtrap 'rechtstreeks uit het lichtnet' voeden, dan komt bij enkelfasige gelijkrichting één zijde van het net aan de massa van de schakeling te liggen. Uiteraard zorgen we er voor dat 'de nul van het net' aan massa komt. Helaas zijn onze stekers en wandcontactdozen niet zo uitgevoerd dat dat gewaarborgd wordt: je kunt de steker omdraaien.
Er moet dus een voorziening in de voeding komen zodat zij geen spanning geeft als de steker 'verkeerd' in de wandcontactdoos zit. Dat kan alleen met randaarde gedetecteerd worden!
Ook dàn kunnen we de massa van de schakeling niet 'aan aarde' leggen. Ik heb nooit meer dan een halve volt tussen nul en aarde gemeten, maar de aardlekschakelaar heeft daar bezwaar tegen. Ergo, de schakeling moet galvanisch gescheiden zijn van aarde.
Bij de HF-ingangs- en uitgangstrafo in figuur 1 is dat geregeld. Niet voor 220 volt natuurlijk. De nul moet wel degelijk aan massa.

---

[8] Van Annette PEoRDM kreeg ik bovendien een artikel over een 7 MHz-eindtrap, waar ik ook de helft niet van begrijp, met lange verhalen over de harmonischen-onderdrukking. Een versterker 'voor één band' is echter niet interessant.

### 1.17 De voeding

Zoals eerder gesteld, wordt het spul zonder trafo uit het lichtnet gevoed. De voedingsspanning moet 180 volt zijn, althans bij volle belasting.
Bij enkelfasige gelijkrichting is de maximale spanning zo'n 320 volt. Als we de voeding simpelweg stabiliseren met een seriestabilisator (ook waterkoelen!) waarover bij vollast 10 volt staat, dan mag de rimpel op de ruwe spanning niet groter zijn dan
320 - 180 - 10 = 130 volt. Bij enkelvoudige gelijkrichting wordt de elco direct achter de diode elke 20 ms opgeladen. De gemiddelde stroom die geleverd zal moeten worden is [9]2000 / 180 = 11 A.
De capaciteit van de elco zal minimaal 11 * $20.10^{-3}$ / 180 ...(F) = 0,0012 F = 1200 µF moeten zijn (3 x 470 µF).

De voeding zal een kortsluitbeveiliging moeten hebben op, zeg, 13 A. Dat betekent dat de voeding echt uit gaat bij die waarde.
Bovendien zal de voeding ingangen moeten hebben die door beveiligingen kunnen worden bediend (dissipatie, overspanning, SWR) en, in geval van Envelope Tracking, een modulatie-ingang.

### 1.18 Oversturing en Break Down

Door het lage benodigde ingangsvermogen zal de versterker snel overstuurd zijn als er geen bizondere voorzieningen getroffen zijn. De beste maatregel is natuurlijk om de stuurzender (al of niet door een verzwakker) niet veel groter te kiezen dan het benodigde vermogen.
Een stroombegrenzing in de voeding zal altijd aanwezig moeten zijn.

Waardoor gaat de versterker stuk?

- Door overschrijden van de maximale *gate spanning* ($V_{GSmax}$ : -20 - +20 V),
- door overschrijden van de maximale *drain spanning* ($V_{DSmax}$ : +500 V),
- door het overschrijden van de *dissipatie* ($P_{max}$ : 125 W) en
- door het overschrijden van de maximale *stroom* ($I_{Dmax}$ : 8 A).

*De gate spanning*
De maximaal toegestane gate spanning geldt ook bij *uitgeschakelde versterker*! In dit geval gaan de gates stuk bij 15 $V_{eff}$ over 5,5 Ω = 41 watt. Dat mag nooit aangeboden worden.
Bij ingeschakelde versterker hebben de gates een voorspanning van +4 volt. Bovendien gaat 'de source met de gate mee omhoog' door de source-weerstand. Dat is gunstiger. Als de gate negatief gaat, is de FET afgeknepen en geldt hetzelfde als bij uitgeschakelde versterker.

*De drain spanning*
is een probleem bij misaanpassing aan de uitgang. Een SWR-detector is te langzaam. Er zijn echter prachtige 'searchers' (of hoe die dingen heten mogen) die snel zijn en een lage eigen-capaciteit hebben. Bij doorslag is het gas daarin geïoniseerd, zodat ze na langere tijd en bij een vrij lage spanning pas weer uit gaan. De dissipatie van die dingen is ook niet zo groot zodat op de een of andere manier gedetecteerd moet worden wanneer zij in werking treden en de voedingsspanning uitgeschakeld wordt.

*De dissipatie*
is reeds eerder genoemd als kritisch, vooral door de grote thermische weerstand van de

---

[9] inclusief de ruststroom

TO 220-behuizing. Een temperatuur-sensor op de FET('s) lijkt me geen overbodige luxe. Die zal, wederom, de voeding moeten uitschakelen.

*De stroom*
lijkt mij geen serieus probleem, zeker als die incidenteel en zeer kort groot is. Het is een typische eigenschap van schakel-FETs dat ze enorme stromen kunnen leveren. Bij de gebruikte voedingsspanning is de dissipatie veel eerder aan de orde. Ook hier kan echter een forse HF-misaanpassing roet in het eten gooien.

**1.19 Componenten**

*Weerstanden:*
gate: 2 x 2,75 Ω, 5 W, samenstellen uit: 2 x 8x22Ω//, 0,5 watt
source: 8 x 3 Ω, 5 watt, samenstellen uit: 8 x 3x9Ω//, 1 watt of 8 x 6x18Ω//, 0,5 watt

*Condensatoren:*
8 x 50 nF
2 x 0,1 µF, grote HF-stroom, dus aantal parallel
1 x 180 pF - de compensatie-C van uitgangstrafo, kleine tgδ, grote spanning (mica)
1 x 360 pF ter afsluiting van het π-filter dat gevormd wordt door de compensatie-spoeltjes
2 x 30 nH luchtspoel

*De ingangstrafo:*
3 : 1 (in spanning): conventionele trafo op (grote) varkensneus met 3 wikkelingen primair en 1 wikkeling secundair (pijpjes) met middenaftakking voor de biasing.

*Bifilaire smoorspoel voor voeding van drains:*
De balans moet gegarandeerd worden door de bifilaire smoorspoel die de voeding op de drains verzorgt. In veel laagspannings-applicaties wordt volstaan met getwist wikkeldraad (eer winding of zeven) op een 5 cm lange ferriet-staaf. Er wordt daar geen gebruik gemaakt van een toroïde omdat de DC-balans nog al eens te wensen overlaat en zo'n kern daardoor snel verzadigd raakt.
Bij de hoge spanningen (zowel DC als HF) die hier van toepassing zijn, zal dat niet volstaan: de doorslagspanning van de isolatie van wikkeldraad is onvoldoende en door de grote HF-spanning zal eerder verzadiging in het ferriet-materiaal optreden als de zelfinductie, klein is. Een 4C6-ringkern van 36 mm raakt verzadigd bij 1 A.wd.
De DC-onbalans zal niet groot zijn omdat alle FETs met een source-weerstand (3 Ω) zijn uitgerust. Laten we aannemen dat die 0,5 A.wd is. Voor het hoogfrequent blijft er nog eens 0,5 A.wd over. De HF-spanning over de helft van de HF-smoorspoel is 160 $V_{top}$. De reactantie daarvan moet dus minimaal 320 Ω zijn. Bij 3,5 MHz is dat 14,5 µH. Er kàn dus een toroïde toegepast worden. Een luchtspleet lijkt geen overbodige luxe.

*Simulatie:* Als we één helft van het drain-circuit simuleren, dan blijkt de frequentiekarakteristiek binnen 0,1 dB vlak te zijn (van 2 en 30 MHz) als tussen drain en aarde (is + voeding) 3 µH zit en in serie met de drain 30 nH komt, gevolgd door 360 pF naar aarde.
NB.: zelfs 500 pF drain-drain-capaciteit is nog te corrigeren dus kan er desnoods met twee maal zes FETs worden gewerkt!

*Hoe precies?* Die 30 nH (kritisch) is natuurlijk een luchtspoeltje. De 3 µH (niet kritisch) zal dat ook moeten zijn, parallel aan de 14,5 µH van de HFSM. Dat is jammer. Als we een ferriet-staaf gebruiken of een ringkern-met-een-luchtspleet en daar net zo veel (of meer) windingen op leggen als nodig voor 14,5 µH-op-een-ringkern-zonder-luchtspleet, dan zal de kern of staaf niet in verzadiging raken. Dat zoeken we uit.

*De uitgangstrafo:*
1 : 4 (impedantie!). Dat kan een trafo worden op twee gescheiden ringkernen met 25 Ω-kabel. Immers $25^2$ = 12,5 x 50.
De primaire zelfinductie zal $2\pi.3,5.10^6$ * L = 10 * 12,5 ==> L = 18 µH moeten zijn.
Als we 1 % verlies in de trafo willen toestaan (10 W) dan moet het volume van de 4C6-ring-kern: 10 / 0,35 = 28,6 $cm^3$ zijn. Een 4C6-ringkern van de grootste afmeting is $8,97.10^{-6}$ $m^3$ = 8,97 $c^3$. Er zijn dus 3 kernen nodig. Omdat we twee gescheiden trafo's gebruiken, worden dat twee trafo's met twee kernen op elkaar.
Als er een compensatie-capaciteit parallel aan de ingang van de trafo moet komen, kan die bij de C = 360 pF (zie boven) opgeteld worden.

### 1.20 Knelpunten

- Het koelen wordt een probleem met de TO 220-behuizingen.
- Break down: er moeten maatregelen genomen worden.

## 2. De Bouw

### 2.1 Inleiding

Door de keuze van de juiste FETs (IRF840) en juiste spanningen is de aanpassing aan de in- en uitgang breedbandig goed uitvoerbaar. Die breedbandigheid dicteert zo klein mogelijke capaciteiten en dus een beperking van het aantal parallel te schakelen FETs. Dit houdt in dat de grote thermische weerstand (1 °C/W + 0,3 °C/W met pasta tussen tor en koellichaam) van de TO 220-behuizing ons parten gaat spelen. Electrische isolatie is niet aan de orde zodat montage op één luchtgekoelde koelplaat is uitgesloten. Waterkoeling is veel efficiënter zodat daar voor gekozen wordt: de transistoren worden op watergekoelde koperplaatjes van 20 x 90 x 2 mm gemonteerd waarop aan de andere kant in de lengte, zes ronde pijpjes van 3 x 2,5 zijn gesoldeerd.
Dat laat een andere print lay out toe. Gewoonlijk wordt gebruik gemaakt van een ruime opzet op een grote langwerpige printplaat die tegen de (grote) koelplaat is gemonteerd. Nu is het mogelijk om kubus-vormig te bouwen: de in- en uitgangs-circuits, die gewoonlijk aan weers-zijden van de transistoren zijn gemonteerd, kunnen worden 'opgeklapt'. Er ontstaat een U-vorm waarvan de montageplaat van de FETs (10 x 10 cm) met koellichamen en source-weerstanden de bodem vormt, en het in- en uitgangs-circuit de benen van de U (twee maal 10 x 10,5 cm) vormen. Zodoende ontstaat een bouwsel dat kan worden omvat door een kubus met ribben van 11 cm.
De lengte van de aansluitingen naar de FETs worden klein en kunnen fors uitgevoerd worden voor extra koeling via de aansluitingen van de FETs.

### 2.2 Het ingangs-circuit

*De trafo*

In weerwil van wat over het volume van ferriet in verband met het vermogen gezegd wordt, ben ik uitgegaan van één *kleine* varkensneus (l = 14, b = 14 en h = 8 mm) van PAoJSL? met grote $\mu_r$, die 1 µH maakt met één winding. Het materiaal is hoogohmig (gecontroleerd met een ohm-meter).
Het is een conventionele trafo: 3 wdn primair en 1 wdn secundair: twee pijpjes van koperfolie aan de kopse kanten doorverbonden met dunne eenzijdige printplaat. De primaire winding is gemaakt van dun silicone-snoer. De compensatie bestaat uit een C = 680 pF aan de secundaire zijde. Belast met 5,5 Ω is de reflexie-demping bij 3,5 MHz beter dan 16 dB en bij 28 MHz zelfs > 40 dB. De trafo wordt nauwelijks warm bij 20 watt. Zonder compensatie werd het ding heet bij 28 MHz!
De grote compensatie-capaciteit van 680 pF is een verrassing. Een kleinere wikkelverhouding is dus mogelijk waardoor het stuurvermogen nog kleiner kan zijn. Het is de vraag of zo'n versterker met een gain van meer dan 20 dB wel in toom te houden is als hij onbelast is of belast wordt met 50 Ω *via een low pass filter*, dus laten we het zo. Het is overigens de vraag of de ingangscapaciteit door de source-weerstand echt negen keer zo klein wordt!

*De balun*

Voor alle zekerheid is ook een sorta-balun gemaakt op zo'n zelfde varkensneus van 0,4 mm draad. De zelfinductie is 35 µH. De reflexie-demping beter dan 25 dB van 3,5 - 35 MHz. De balancering bij de gates komt in orde door de kleine gate-weerstanden (2,75 Ω). We zullen zien of dat zonder balun volstaat.

*Gemonteerd op de print*

De trafo met de koppelcondensatoren en de weerstanden op de uiteindelijke print laat een reflexie-demping zien van > 24 dB over het hele freq.gebied. Daartoe bleek er ook een kleine condensator over de ingang te moeten staan.
De symmetrie is zonder balun aan de ingang verrassend goed!

### 2.3 Het uitgangs-circuit

Het uitgangs-circuit bestaat uit de bifilaire voedings-smoorspoel, De koppel- en ontkoppelcondensatoren, de compensatiespoelen (30 nH) en condensator (360 pF), en de uitgangstrafo annex balun. Voor beiden geldt dat de HF-spanning groot is. Dit houdt in dat de zelfinducties groot moeten zijn als er geen luchtspleet gemaakt wordt (zie boven). Ik begrijp de formules die gebruikt worden bij laagspannings-applicaties niet! Daar komt de spanning niet in voor.

#### 2.3.1 Enkele metingen

| | |
|---|---|
| één 36 mm 4C6-ringkern: | twee 4C6-ringkernen op elkaar: |
| 375 nH met 1 wdn, | 19,5 µH met 8 wdn, |
| 20 µH met 14 wdn ==> | 54 µH met 14 wdn. |
| na demagnetiseren: 32 µH ! | |

één 4C6-ringkern met luchtspleet:
7 µH met 7 wdn

*Kabels* ● dik teflonsnoer van PAoHRT: 1,3 mm kern, 2,2 mm uitwendig:
. 3 aders gevlochten levert 150 Ω op.
. 3 aders getwist komt uit op ruim 100 Ω.

- afgeschermde twisted pair van Guido: 0,9 mm kern (snoer), 1,3 mm uitwendig:
  . aders uit kabel getwist (zonder afscherming): 100 Ω,
  . kabel met afscherming (afscherming los, onbruikbaar voor balun of trafo door rare fase-krul rond de 7 MHz): ruim 50 Ω tussen de aders,
  . kabel met afscherming, één ader aan beide zijden verbonden met afscherming: 30 Ω,
  . twee aders parallel in afscherming: 18 à 19 Ω.

### 2.3.2 Bifilaire smoorspoel

Steeds is gebruik gemaakt van een bifilaire wikkeling met draden uit 'kabel van Guido'.

Op één 4C6-ringkern met luchtspleet: 4 wdn geeft 3 µH. Dat is te weinig!

Op een halve Amidon-poederijzer-ringkern van 51 mm (rood): 12 wdn aaneengesloten geeft 3 µH. De spreidingszelfinductie is 422 nH. Er wordt helemaal niets warm met 135 $V_{eff}$ (= 190 $V_{piek}$) bij 3,66 MHz.

Op 10 cm ferrietstaaf: 7 wdn, gespreid over 7 cm, geeft 3 µH. De spreidingszelfinductie is 273 nH. Gek genoeg wordt niet de ferrietstaaf maar de draad warm bij 120 $V_{eff}$.

Omdat de 3 µH met de poederijzerkern makkelijker af te regelen is en een eenvoudiger constructie verlangt (halve kern botweg op printplaat lijmen) kiezen we voor deze oplossing. De spreidingszelfinductie ( 14 %, belangrijk voor de balancering) is weliswaar anderhalf keer zo groot als met de ferrietstaaf.

### 2.3.3 De uitgangstrafo

Voor de kabel nemen we de 30 Ω-versie met compensatie-C's.
Met twee 4C6-ringkernen op elkaar is 15 wdn zeker voldoende. De ene trafo liet 79 µH zien, de andere 72 µH.
We komen op 250 µH uit aan de laag-ohmige kant als de hoog-ohmige kant open is. Bij kortsluiten meet ik 167 nH spreidingszelfinductie!
Met 141 pF aan de laag-ohmige kant en 15 pF aan de 50 Ω-kant is de reflexie-demping 34 dB bij 2 MHz en 22 dB bij 29 MHz. Er treedt resonantie op bij 4,9 MHz.
Bij 3,5 MHz treedt er geen verzadiging op als aan de 12,5 Ω-kant 120 $V_{eff}$ (= 170 $V_{top}$) wordt gezet: de kernen worden niet warm.

### 2.3.4 De compensatie-spoeltjes

De 30 nH-spoeltjes worden uiteraard luchtspoelen. 3 wdn op een doorn van 3,5 mm op 'pootjes' van 4 mm.

### 2.3.5 Alles gemonteerd op de print

'Van achteren naar voren' gemeten: Op de 50 Ω-uitgang werd gekeken bij welke compensaties de reflexie-demping het grootst was met een afsluitweerstand van 12,1 Ω.
De losse trafo resoneert bij 4,9 MHz. Daaronder is de reflexie-demping > 36 dB, daarboven > 22 dB vanaf de 50 Ω-kant gemeten met compensatie-C's: 15 pF aan de 50, en 141 pF aan de 12,5 Ω-kant.
De 12,1 Ω-weerstand verplaatst naar de aansluitingen voor de drains, 2 x 4 koppelcondensatoren (47 nF 400 V), 6 ontkoppelkondensatoren aan midden van de smoorspoel (47 nF 400 V), 240 pF mica (500 V) + 100 pF trimmer + 100 pF styroflex (samen dus zo'n 440 pF) over laag-ohmige kant van de trafo, de compensatiespoeltjes van 30 nH (echt nodig!) en een 1/3 ingedraaide toltrimmer van 30 pF over de 50 Ω-kant aangebracht, geeft over het freq.bereik

van 1,5 MHz - 30 MHz een reflexie-demping > 22 dB.

### *Begrijpen we het ook?*

Het is frappant hoe precies de simulatie klopt, vooral de kleine 30 nH-spoeltjes! Het is achteraf goed te begrijpen waarom dat zo is. Bij de simulatie is de schakeling op de symmetrielijn 'doorgesneden'. De waarden van alle reactanties tussen de beide drains halveren. Bij de simulatie is begonnen zonder het spoeltje van 30 nH en de C van 360 pF (over de 6,25 Ω-weerstand). We vinden dan de resonantie van de smoorspoel met de 800 pF (dubbele drain-capaciteit). Uiteraard is de Q klein. De resonantie-freq. werd op 3,5 MHz gelegd door de smoorspoel 3 µH te kiezen. Bij 30 MHz liet de freq.kar. zo'n 6 dB verzwakking zien. Dat werd gecorrigeerd met het 30 nH-spoeltje en de 360 pF over de uitgang van de schakeling. Klaar. Of niet?
Bij de metingen van de gehele schakeling, blijkt de reflexie-demping tot ver onder de 1 MHz > 20 dB te zijn! In het middengebied, tussen de 3,5 en 30 MHz, is een (breed) minimum (22 dB) te vinden. Dat is natuurlijk uitstekend, maar zou dat minimum niet groter te maken zijn door 'te beginnen' bij 3,5 ipv. 1 MHz? Waarom kwam dat er niet uit?
Wel, bij het halveren van de schakeling is geen rekening gehouden met het feit dat twee bifilaire 3 µH-spoelen geen 6 maar maar 12 µH over de beide uiteinden oplevert!!! Het verminderen van het aantal bifilaire windingen van 12 tot 9 zou dat op kunnen lossen. Waarschijnlijk zal het minimum in het middengebied ook beter worden.

### *Verder onderzoek*

De eerste vraag is of een kleinere smoorspoel niet warm zal worden ten gevolge van verzadiging bij de grote spanningen die toegepast worden.
De tweede vraag is of het verkleinen van de smoorspoel inderdaad een verbetering in het middengebied tot gevolg heeft.
De eerste vraag is reeds beantwoord onder: 2.3.2 Bifilaire smoorspoel.
Naar aanleiding van de tweede vraag, bij 9 bifilaire wdn:

| freq...(MHz) | refl.demping ...(dB) | |
|---|---|---|
| 30 | 24 | |
| 28 | 28 | |
| 20 | 23 | |
| 9 | 33 | |
| 8 | 55 | resonantie |
| 7 | 40 | |
| 3,5 | 32 | |
| 1,0 | 20 | |

Bij minder wikkelingen op de uitgangstrafo zal de reflexie-demping bij 20 MHz nog beter te krijgen zijn. Bij 20 dB is op de SWR-meter al 'niets meer te zien', dus laten we het zo.
De ervaringen met 'minder ferriet dan voorgeschreven door de formules' rechtvaardigt onderzoek naar een uitgangstrafo met twee ringkernen ipv. 2 x 2 op elkaar.

### 2.4 Montage van de FETs

De FETs worden rechtstreeks op twee watergekoelde koellichamen gemonteerd. De koellichamen bestaan uit een plaatje koper van 20 x 90 x 2 mm waarop met 50/50-tin/lood-soldeer in de lengte 6 koperpijpjes zijn gesoldeerd van 3 mm dik (2,5 mm doorlaat). De uiteinden daarvan monden uit in 12 mm waterleiding-pijp (doorlaat 10 mm) waarop de slangen worden aangesloten.
De doorstroom-opening is $6 * \pi.2,5^2/4 = 29,4$ mm$^2$ (= 0,3 cm$^2$) per koellichaam wat overeen-

komt met een pijpje van 6,1 mm doorlaat. De nominale doorlaat van de rest van de leidingen hoeft per koellichaam niet groter te zijn.
De gezamenlijke leiding wordt dan minimaal 8,6 mm, 12 mm waterleiding dus. Voor 1,5 l/min (voor beide koellichamen samen) wordt de stroomsnelheid in de pijpjes: 25 m/min = 0,42 m/s.
De FETs (max. storage temp. = 150 °C) worden met soldeer-met-een-laag-smeltpunt aan de andere zijde van het koellichaam gesoldeerd. Annette heeft het over 'koudsolderen' met amalgaam (eens aan Michiel vragen). Het alternatief is: de FETs (met geleidende pasta) klemmen met 'papierklemmetjes':'DOUBLE CLIP', waarvan het middentongetje aan de zijde van de FET, na verwarmen, naar beneden is gebogen zodat de FET aangedrukt wortdt op het plastic huis, juist boven de chip. In beide gevallen worden de FET's en het koellichaam eerst vlakgeslepen!
Dit geheel komt op een printplaat (10 x 10 cm) waarin rechthoekige gaten zijn gezaagd voor de FETs. De source-weerstanden komen ook op deze print.

### 2.5 Het 'slangenwerk'

De toevoerslangen worden als spoelen op twee kokers gewikkeld om de HF-weg door het water 'lang' te maken. In het midden van de zo verkregen spoelen komt 'een tap' (T-stuk) waardoor het water wordt toegevoerd respectievelijk afgevoerd.
Met de transparante slang (6 x 10 mm) type B2028 (Techn.Uni) is op een koker van 90 mm twee maal 7 wdn gewikkeld.
Voor de verloopstukjes (7 => 12 mm) en de T-stukjes (2x6 => 10 mm) is gebruik gemaakt van roestvrij stalen 'telescoopantenne-pijp'. Die is zeer dunwandig zodat de doorlaat zo groot mogelijk blijft.

### 2.6 De pomp

Het water zal rondgepomt moeten worden in het koelsysteem. De hoeveelheid rond te pompen water is klein (1,5 l/min), zoals we eerder zagen. Hoe staat het met de druk die het pompje moet kunnen opbrengen? In spec's van pompen wordt steeds over het aantal liters per uur gesproken en over de hoogte die het water (m Wk = meters waterkolom) maximaal opgepompt kan worden. Een ruitensproeierpomp kan dat vast, maar ik ben bang voor een te kleine levensduur.
Op Internet gezien (Marktplaats) dat een tandwielpomp waarschijnlijk toch de oplossing is: het aantal liters/min is niet zo groot en de druk die die dingen kunnen maken is enorm, tot 180 bar toe!
De stroomsnelheid is niet het probleem. De druk waarschijnlijk.

Op Internet ('Te Koop') een ruitensproeierpomp gevonden. Kost 8 euro + 1,75 verzendkosten. Het is een eenvoudig centrifugaalpompje dat 1 liter in 18 sec pompt, dus 3,3 l/min **bij 7 volt** en 1 liter in 23 sec (= 2,6 l/min) bij 5 volt. Hij heeft polariteit. Bij verkeerd aansluiten doet'ie er twee keer zo lang over.
Met het hele koelsysteem aangesloten: in 23 sec 1 liter = 2,6 l/min bij 7 V. Bingo!
Bij 5 volt wordt er nog 2 l/min door het hele koelsysteem gepompt. Dat is ruim voldoende. De levensduur zal geen probleem zijn.

Hans 3DUK tipte: RU58 op de Loosduinseweg in Den Haag. Hun web site is zeer karig.
Bij de Techn.Uni kosten ruitensproeierpomjes (klein) 30 à 40 euro!
Seb, PAoLB, heeft een waterpomp 'uit een vliegtuig' opgestuurd in ruil voor een vacuum-C. Dat pompje (prachtig ding!) bouwt veel druk op maar pompt maar 0,45 l/min bij de opgegeven 27 volt. Het is geen tandwielpomp. Het is een soort centrifugaalpomp. Seb zegt dat het een 'verdringingspomp' is, gebaseerd op de wankelmotor. Dat laatste betwijfel ik.

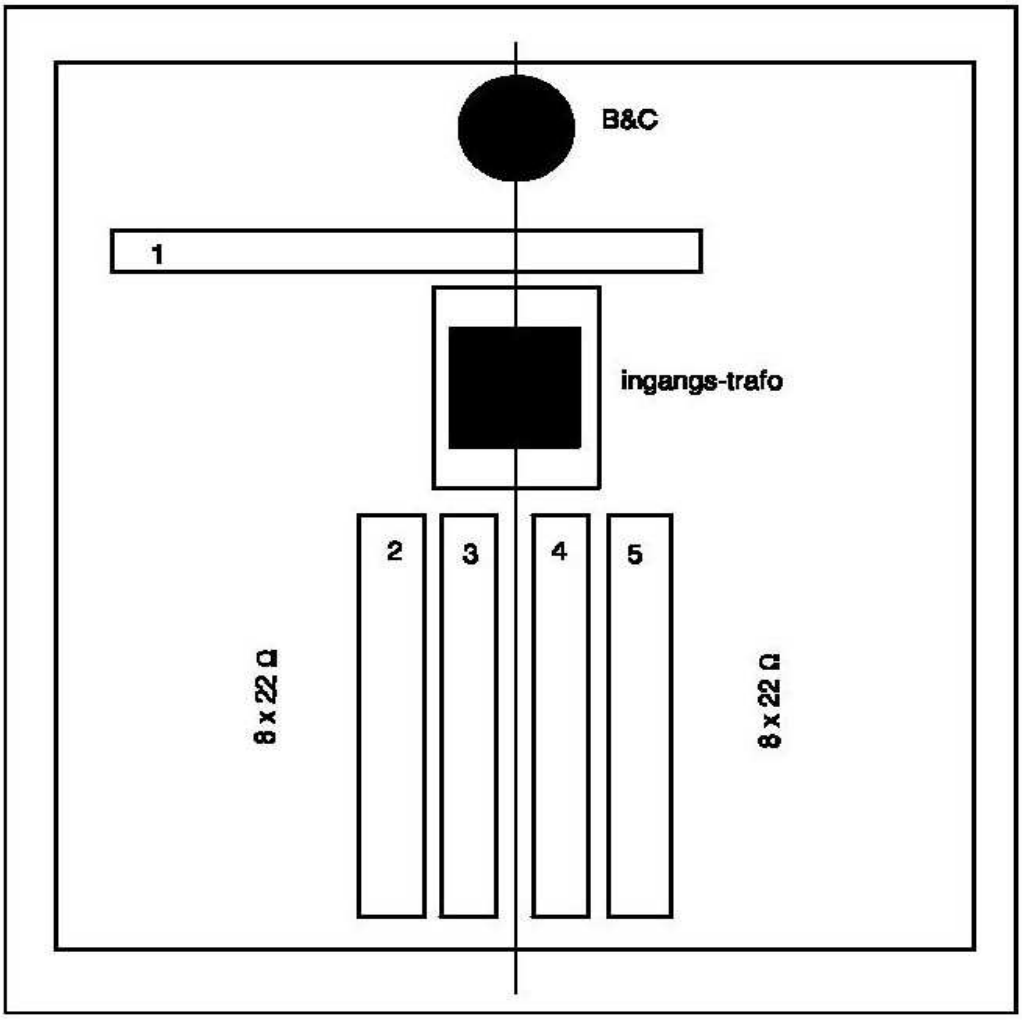
## 2.7 Printed circuit boards

### 2.7.1 Algemeen

Voor de printen van het in- en uitgangscircuit wordt dubbelzijdig printplaat gebruikt. De onderzijde doet dienst als aardvlak. Op de bovenzijde zijn 'railtjes' koper aangebracht (de rest is weggeëtst). Deze koperbanen zijn in de tekeningen genummerd.

### 2.7.2 De ingangs-print

Op de ingans-print zijn de ingangsplug (chassis-deel B&C), de ingangs-trafo, de 2,75 Ω-weerstanden en de nodige ontkoppel- en koppelcondensatoren gemonteerd. De ingangs-trafo is op een apart printje gezet waarop de vijf aansluitingen zijn geëtst. Rail-1 dient voor aansluiting van de gatebias. Deze rail wordt goed ontkoppeld naar aarde met 5 (om de zelfinductie laag te houden) polyester film condensatoren van 22 nF.
Op die rail wordt ook het midden van de secundaire wikkeling van het trafootje aangesloten. De secundaire wikkeling komt aan rail 3 en 4, waar de 500 pF-compensatie-C ook wordt gemonteerd. De primaire wikkeling komt direct aan de B&C-ingangs-plug.
Tussen rail-2 en aarde (gaatjes boren en aan de onderkant solderen) komen 8 weerstanden van 22 Ω ½ watt die samen de 2,75 Ω maken.

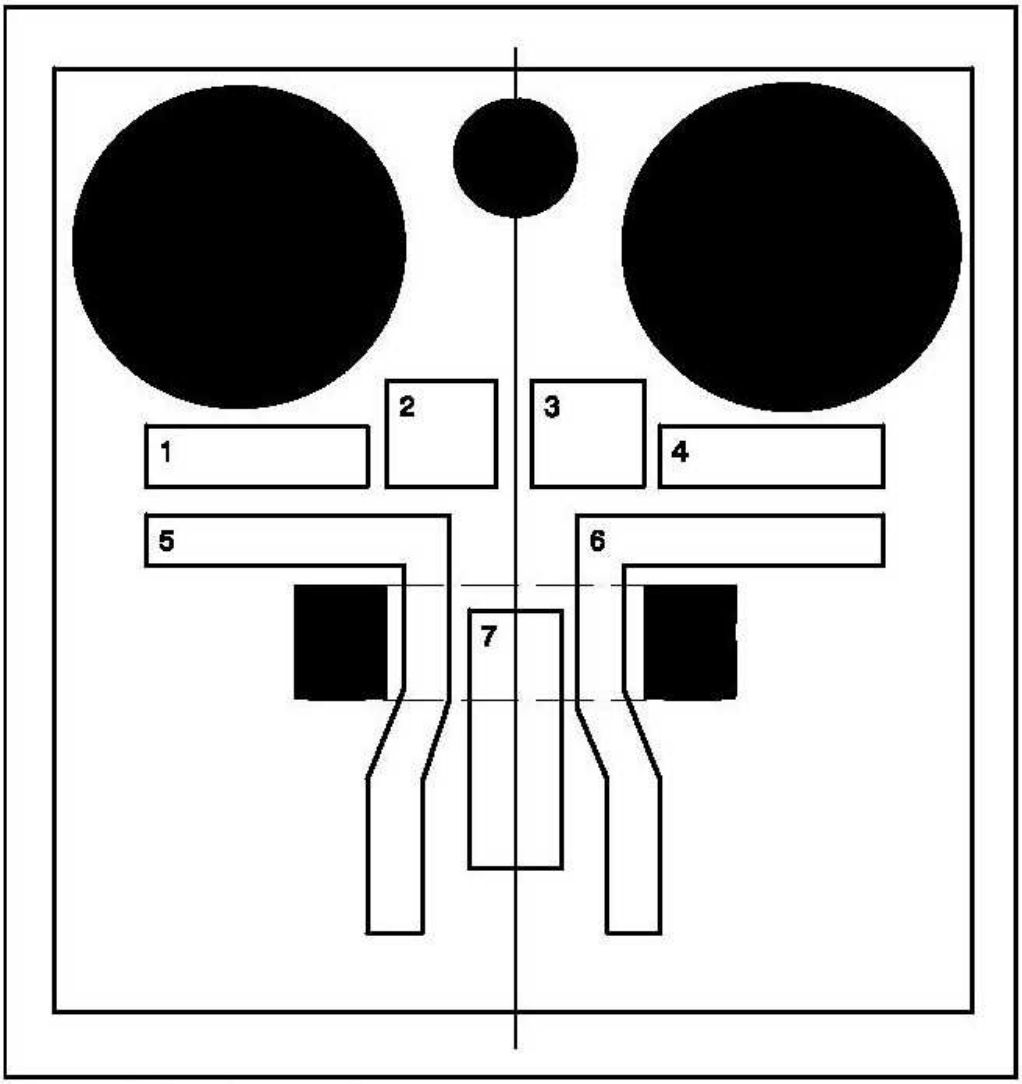



**Figuur 4**: De ingangs-print op ware grootte.

Hetzelfde geldt voor rail-5.
Tussen rail-2 en 3 komen 5 koppel-condensatoren van 22 nF. Tussen rail-4 en 5 hetzelfde.
Van rail-3 en 4 gaan straks de verbindingen naar de gates van de FETs.

### 2.7.3 De uitgangs-print

Op de uitgangs-print zijn de uitgangsplug (chassis-deel B&C) de beide helften van de uitgangs-trafo, de compensatie-spoeltjes van 30 nH, de bifilaire smoorspoel, de nodige koppel- en ontkoppel-condensatoren en de compensatie-C's gemonteerd. De uitgangs-trafo bestaat uit twee keer twee 36 mm 4C6-ringkernen op elkaar, zoals we eerder zagen. De uitgangen daarvan worden gekruist parallel aangesloten op de kopervlakjes 2 en 3. De ingangen komen in serie direct aan de B&C-connector. Tussen vlakje-2 en 3 komt ook de compensatie-C van 180 pF (mica). Over de B&C-connector komt een toltrimmer van 30 pF. Tussen rail-1 en vlakje-2 (en tussen rail-4 en vlakje-3) worden de compensatie-spoeltjes gemonteerd. Tussen rail-5 en rail-1 (en tussen rail-6 en 4) worden de koppelcondensatoren aangebracht. Bij mij is dat 4 x 47 nF, 400 V parallel geworden. Rail-7 wordt aan de bovenkant en aan de onderkant met 2 x 47 nF (400 V) ontkoppeld naar aarde. Dit is de aansluiting voor de voedingsspanning.

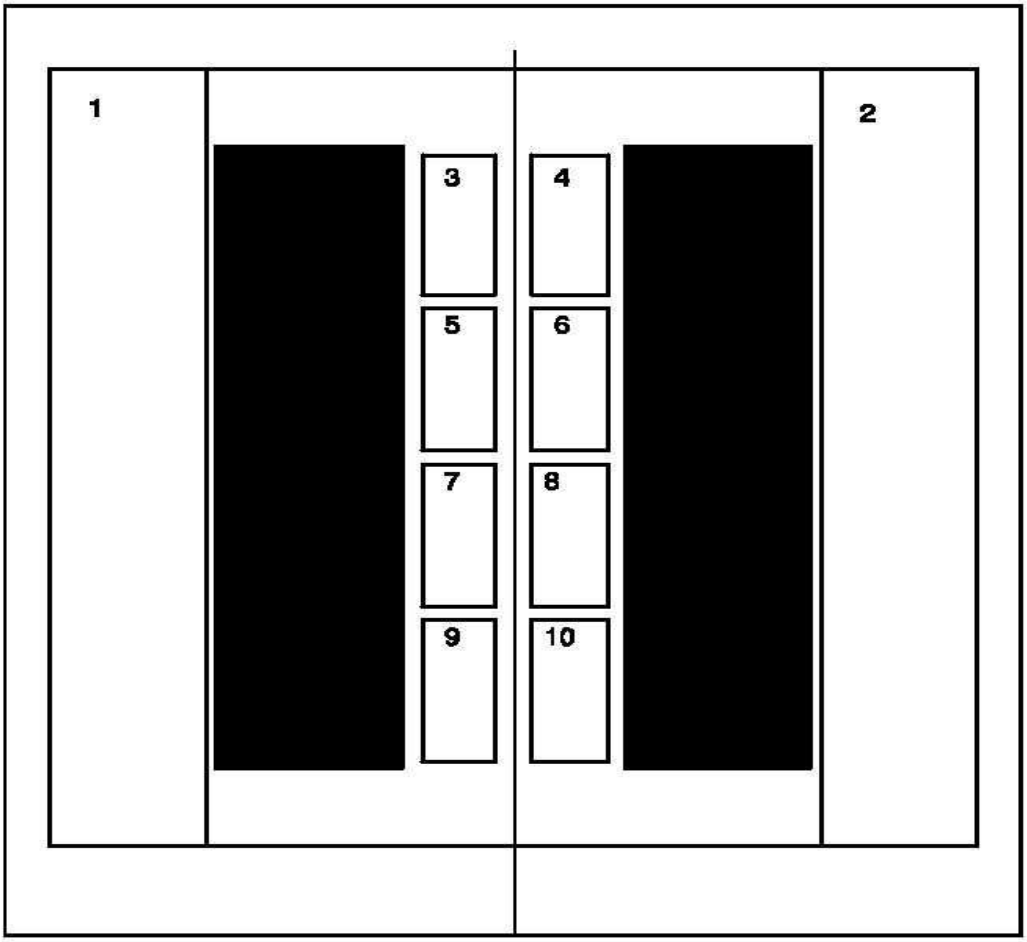



**Figuur 5**: De uitgangsprint op ware grootte.

De bifilaire smoorspoel, bestaande uit een halve rode poederijzer Amidon-ringkern van 51 mm (zoals we eerder zagen), wordt vlak gevijld en met 3-sec-lijm over de rails 5, 7 en 6 op de print gelijmd. De aansluitingen komen aan deze rails.
De drains van de FETs worden straks op de onderste uitlopers van rail-5 en 6 aangesloten.

### 2.7.4 De FET-print

Op deze enkelzijdige printplaat worden de 8 FETs gemonteerd. De gearceerde vlakken (waar '4xIRF840' in staat) worden uitgezaagd, zodat de op de koellichamen gemonteerde FETs hier juist doorsteken. De sources worden resp. aan de vlakken 3 t/m 10 gesoldeerd. Iedere FET krijgt zijn eigen source-weerstand van 3 Ω, die samengesteld wordt uit 6 weerstanden van 18 Ω ½ watt. Deze weerstanden worden tussen het betreffende vlakje (3 t/m 10) en aardstrip-1 resp. 2 aangebracht. Drie aan drie gestapeld, passen die precies tussen de FETs.
De gate- zowel als de drain-aansluitingen worden omhooggebogen. De drains laten we boven het plastic van de FETs uitkomen en de gates eindigen boven de vlakjes 3 t/m 10. We kunnen nu strips aanbrengen om de vier gates en de vier drains door te verbinden. Deze doorverbindingen eindigen op resp. de in- en uitgangs-printen.




**Figuur 6**: De FET-print op ware grootte.

### 2.7.5 De verbindingen tussen de printen

Door de gehele schakeling over drie printen te verdelen, hebben we een grote flexibiliteit gekregen bij de opstelling. Als voor een grote koelplaat-met-luchtkoeling wordt gekozen (voor bv. 200 watt), dan kunnen de printen 'achter elkaar' op die koelplaat komen, zoals vaak gedaan wordt bij transistor-eindtrappen.
Ik heb gekozen voor het haaks op de FET-print monteren van de in- en uitgangs-print. De aansluitingen worden wat korter en de uitvoering van de waterkoeling is eenvoudiger. De strips van de drains en de gates komen dan uit op resp. rail-5 en 6 van de uitgangs-print en rail-3 en 4 van de ingangs-print. Ik heb de aansluitingen van de gates gekruist om een eventuele neutrodynisatie met kortere verbindingen aan te kunnen brengen.
De aardstrips (1 en 2) van de FET-print worden aan het aardvlak van de in- en uitgagangsprint gesoldeerd.

Een paar afstandsbussen van 10 cm houden de in- en uitgangs-print op hun plaats.

### 2.8 In werking

Na alle inspanningen komt het moment dat de schakeling van spanning wordt voorzien. Er is begonnen met 40 volt voedingsspanning (maximaal 1 A). De gate-bias was instelbaar tot 7 volt. Bij ruim 4 volt trekt de schakeling 1 A.
Bij 180 volt uit een variac, diode en elco (2000 µF, 400 V) blijkt de instelling ook 4 volt te moeten zijn voor 1 A. Aanvankelijk werd nog geen gebruik gemaakt van een radiator voor de koeling.

#### 2.8.1 Oscilleren

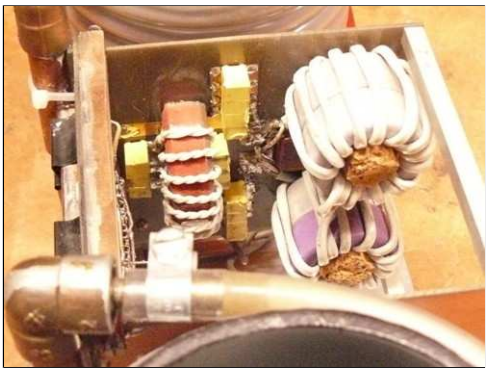
Bij 40 volt voedingsspanning is er een punt te vinden rond 3,9 V gate-spanning waarbij de schakeling zachtjes oscilleert **als de uitgang niet is afgesloten**.
Bij het verdubbelen van de weerstand achter de ingangstrafo en zonder 50 Ω-belasting (aan de uitgang) oscilleert het ding op 1,6 MHz, en niet zo'n beetje! Op de uitgang staat dan een 'onmeetbaar' grote spanning. Bij 180 volt, 1,5 A staat er op de drain al 500 $V_{pp}$. De source-weerstanden beginnen te protesteren.
Als de uitgang wordt kortgesloten, oscilleert het ding niet, afgesloten met 300 Ω vinden we oscillatie (heel zachtjes) bij ongeveer 100 kHz bij 2,5 A.
Belast met 1 kΩ, fikt dat weerstandeje uit bij 130 V & 2,5 A.
Neutrodynisatie heeft geen enkel effect evenals 18 Ω stopperweerstandjes in elke gate.
Het lijkt alsof het drain-circuit het oscilleren bepaalt. Per slot van rekening zit daar een afgestemde kring.

#### 2.8.2 Reflexiedemping

Om de werking te controleren, werd de reflexiedemping aan de in- en uitgang gemeten. Het zag er in eerste instantie niet zo goed uit bij frequenties boven, zeg, 7 MHz.
De suggestie van Rik om weerstandjes van 27 Ω in de gates op te nemen, neem ik niet over omdat 6,8 Ω in serie met de gezamenlijke gates de reflexiedemping zeer nadelig beïnvloedt.

*Aan de uitgang*

Na wijziging van het uitgangs-circuit (de 30 nH-spoeltjes er uit en 240 pF over de laag-ohmige (primaire) zijde van de uitgangs-trafo) krijgen we de volgende resultaten na aansluiten van 12 Ω over de drains:

| freq ...(MHz) | reflexie-demping ...(dB) |
|---|---|
| 2,5 | 25 |
| 7,4 | 24 |
| 8,5 | 25 |
| 14,5 | 24 |
| 20,0 | 20 |
| 27,0 | 22 |
| 31,0 | 20 |

Het al of niet laten voeren van stroom geeft kleine verschillen. Bij 2 A is er evenwel een frequentie waar iets raars gebeurt. Even opletten of daar oscilleren wil optreden!