

Een high quality basisbandmodulator

In amateurtelevisiekringen bestaat de behoefte aan het ontwerp van een goede en makkelijk te reproduceren basisbandmodulator. In verschillende tijdschriften zijn ontwerpen gepubliceerd, maar alle met een of meerdere nadelen. De redactie van Repeater heeft dit signaal opgepakt en zal in twee delen een complete basisbandmodulator beschrijven. In Repeater 3 het eerste deel, dat uit het video en het video/audiosommatiedeel bestaat. In Repeater 4 zullen we het audiodeel (met meerdere audiodraaggolven) beschrijven.

Basisbandmodulator, deel 1-het videodeel

door Hans Bruin

In de basisbandeenheid worden video en audio verwerkt tot een gecombineerd frequentiepakket, dat kan worden aangeboden aan een (FM) modulator. Het video- en het audiodeel hebben elk een eigen print.

In dit nummer eerst een beschrijving van de videoprint, die naast een ingangsverzwakker, groeplooptijd gecorrigeerd videofilter, preëmphase netwerk, videoversterker en brugfilter tevens de somschakeling voor de (audio) subcarriers bevat. Ook wordt in dit deel aandacht besteed aan het via de coaxkabel transporteren van zowel basisbandsignaal als een DC voedingsspanning voor een DRO-zendertje op 10 GHz.

Het videofilter werd reeds in Repeater 1 gedetailleerd beschreven, zodat een beschrijving hier achterwege kan blijven. De impedantie, waarop dit filter is gebaseerd, namelijk 75 Ohm, is ook van toepassing op de ingangsverzwakker en het preëmphase-netwerk, waarvan R8 de afsluitimpedantie vormt. De ingangsverzwakker dient om het filter wat

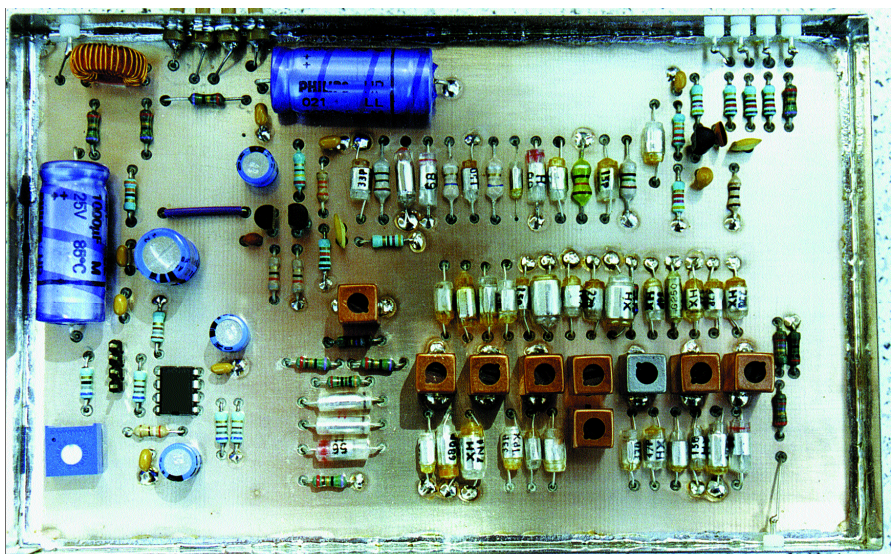


Fig.1
Gebouwde unit

ongevoeliger te maken voor een eventuele misaanpassing aan de ingang.

De gebruikte T-verzwakker heeft een demping van 3 dB bij de opgegeven weerstandswaarden.

Met een paar eenvoudige formules is het mogelijk hier ook zelf wat aan te rekenen (zie fig.2).

$$R1 = R2 = Z \frac{n-1}{n+1}$$

$$R3 = Z \frac{2n}{n^2 - 1}$$

Hierbij is Z de karakteristieke impedantie, terwijl n de verhouding tussen de in- en uitgangsspanning voorstelt. De waarden voor R1(=R2) en R3 zijn met behulp van een zakrekenmachine snel gevonden.

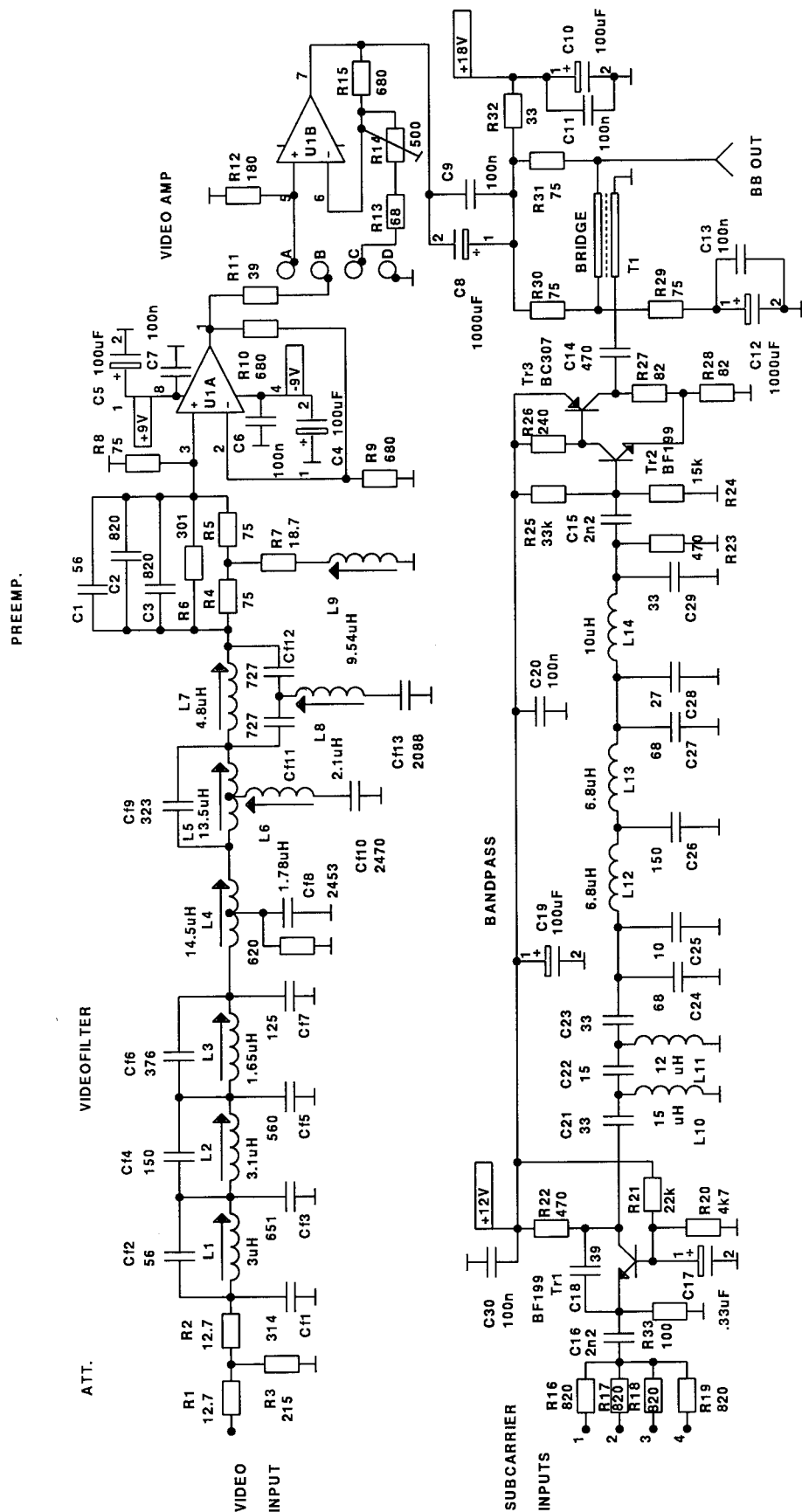
Voor een demping van X dB geldt dat de logaritme van n 0,05X bedraagt. De inverse logaritme van 0,05X levert n op. De inverse logaritme van een getal is op de meeste rekenmachines te verkrijgen door achtereenvolgens op INV en LOG te drukken. Een demping van 3 dB levert voor n dus op: $0,05 \cdot 3 = 0,15$. De inverse logaritme hiervan is 1,425. Invullen in bovenstaande formules geeft voor R1(=R2):

$$75 \cdot \frac{1,425 - 1}{1,425 + 1}$$

R1(=R2) = 12,82 en voor R3:

$$75 \cdot \frac{2 \cdot 1,425}{1,4125^2 - 1}$$

R3 = 212,89 Ohm.



Normaal video: A met B, C met D verbinden

Negatief video: B met C verbinden

L7 = BV5002 00531309

L8 = BV5899 00534531

L9 = 00534711

T1 Amidon T50-2

2*12 wdg. bifilair

U1A, U1B = LT1253

L1 = BV5952 00595200

L2 = BV5952 00595200

L3 = BV5822 00534213

L4 = BV5016 00501600

L5 = BV5016 00501600

L6 = BV5840 00534719

Title			
VIDEO/AUDIO BASEBAND			
Size	Document Number	REV	
A		01	
Date:	May 8, 1997	Sheet	1 of 1

Fig.2
Schema van het eerste deel van de high quality basisbandmodulator

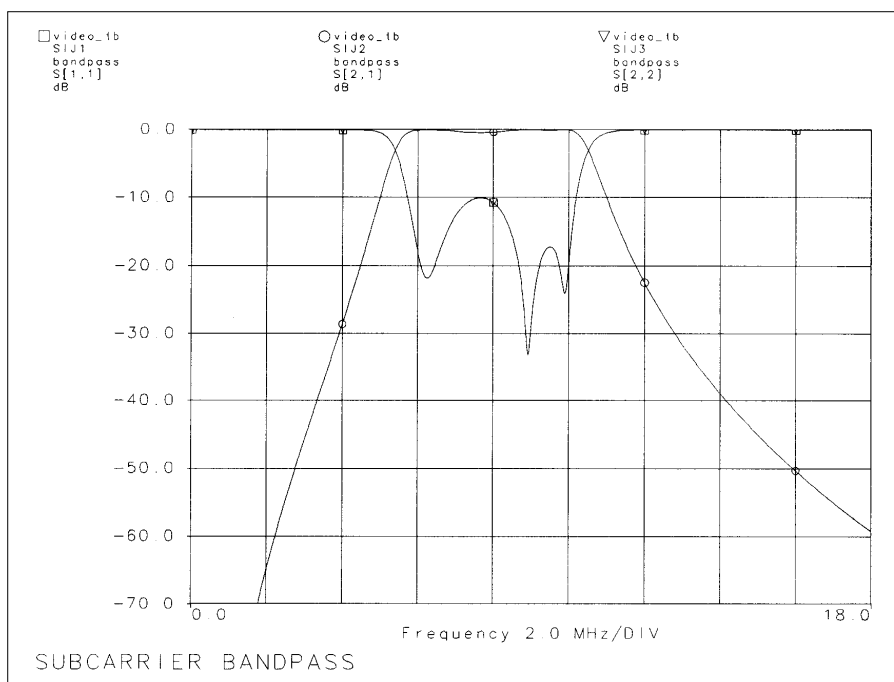


Fig.3
Grafiek banddoorlaatfilter voor de audiodraaggolven

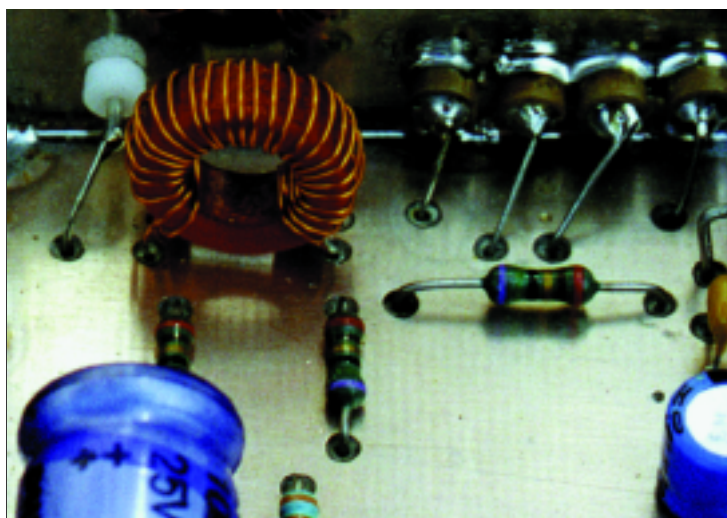


Fig.4
Detailfoto brugfilter

De gevonden waarden zijn eigenlijk nooit in de bekende weerstandreeksen te vinden. Hoewel het mogelijk is door serie- of parallelschakelen ongeveer de goede waarde te bereiken, is het vaak handiger de dichtstbijzijnde waarde in de E96 reeks te nemen!

Het preëmphase netwerk gebaseerd op 75 Ohm werd eerder beschreven in onder andere [1] en [2]. Voor een netwerk, gebaseerd op 150 Ohm, zie [3].

Videoversterkers

Het video wordt in de volgende twee

CFA's (Current Feedback Amplifier) verder verwerkt, waarbij U1A een buffer vormt voor de polariteitsomschakeling en U1B door middel van R14 een regelbare versterking heeft. Deze instelpotmeter dient niet alleen om het videoniveau in te stellen, maar ook om het verschil in versterking bij overgang van positief naar negatief video te kunnen opheffen. U1A is geschakeld als niet-inverterende versterker. De versterking is nu $1 + R10/R9 = 2$ maal. Voor U1B hangt de schakeling af van de manier waarop de punten A t/m D zijn verbonden. U1B is een niet-inverterende versterker als A met B en C met D zijn ver-

bonden.

R11 vormt met R12 een spanningsdeler, waardoor de effectieve versterking van U1A daalt tot $0.82 \cdot 2 = 1.64$ maal. De versterking van U1B heeft dan een minimumwaarde van $1 + (R15/(R14+R13))$.

Dit is dus 2,197. De combinatie versterkt $1.64 \cdot 2,197 = 3,6$ maal.

De maximum waarde voor de versterking wordt : $1 + R15/R13$.

Dit is 11. De combinatie versterkt $1.64 \cdot 11 = 8$ maal.

Nu de situatie waarbij U1B als inverterende versterker is aangesloten door B met C te verbinden. De versterking van U1B heeft nu een minimumwaarde van :

$R15/(R14+R13+R11)$. Dit is 1,12 maal. R11 vormt nu geen spanningsdeler meer met R12, zodat de volledige versterking van U1A werkzaam is . De combinatie versterkt $2 \cdot 1,12 = 2,24$ maal. De maximum waarde voor de versterking wordt in dit geval $R15/(R13+R11) = 6,36$. De combinatie versterkt $2 \cdot 6,36 = 12,72$ maal. Hoewel de polariteitsomschakeling bij de veel gebruikte NE592 wat simpeler en zonder niveauverschillen gaat, is hier gekozen voor de LT1253 van Linear Technology. In tegenstelling tot de NE592 is de LT1253 direct geschikt als 'cable-driver'.

Het IC bevat twee CFA's in één behuizing en is speciaal voor video-toepassingen ontwikkeld. Het bijzondere van de 'current feedback' configuratie is een bijna constante bandbreedte voor verschillende instellingen van de 'closed loop gain'.

De reden hiervoor is, dat we de 'open loop gain' van de CFA kunnen instellen (door het tegenkoppelnetswerk te veranderen) zonder de 'open loop pole' te beïnvloeden.

De uitgangsimpedantie van de LT1253 is zelfs voor de hoogste videofrequenties slechts 2 Ohm, zodat een 75 Ohm-serieweerstand de aanpassing vormt naar bijvoorbeeld Coax-12 of RG59. Bij het sturen van een kabel is het namelijk niet alleen belangrijk het einde van de kabel goed af te sluiten -speciaal voor hogere frequenties- maar ook de versterker aan te passen aan de kabel! De benodigde serieweerstand fungeert bovendien als een buffer tussen de capacitieve belasting van

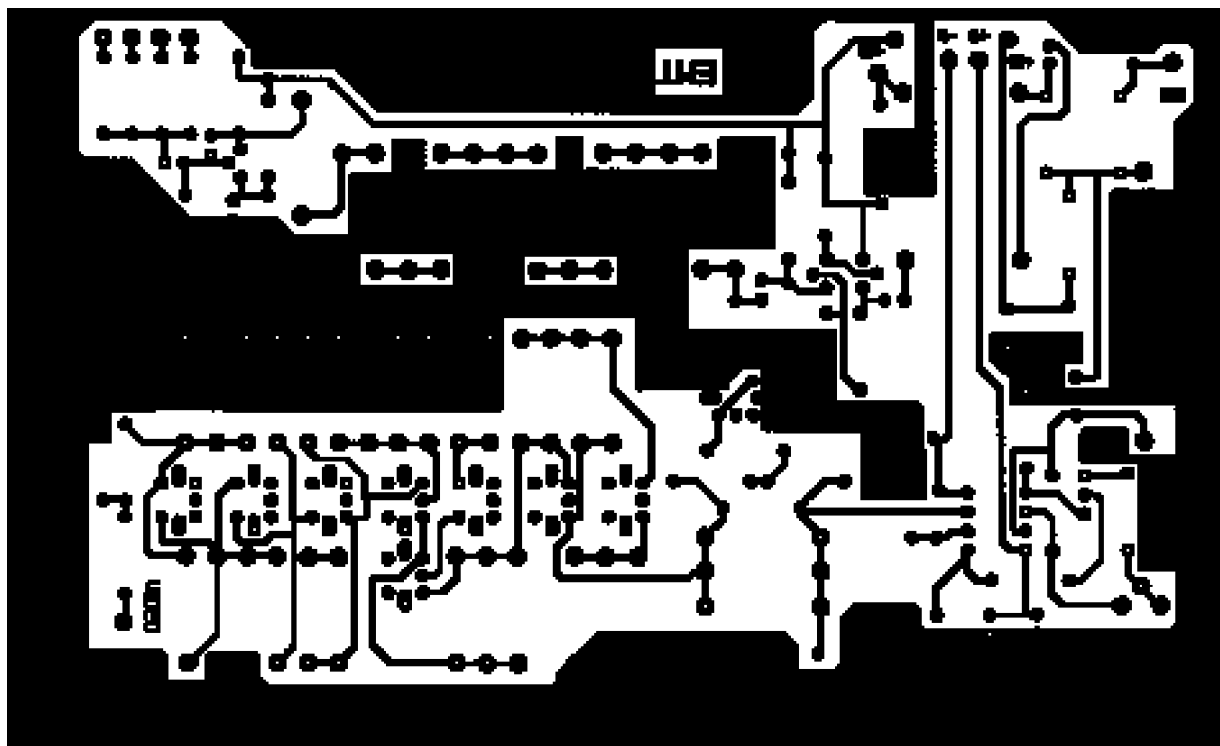


Fig.5
Printlayout, schaal 1:1

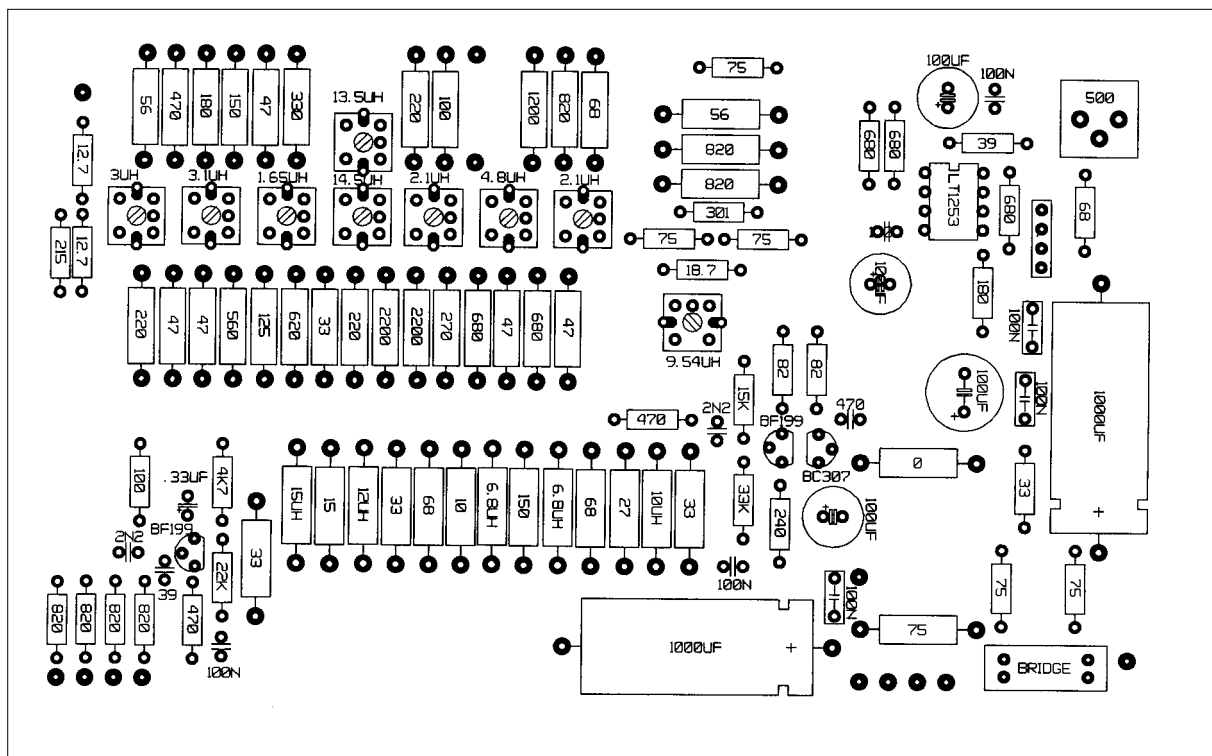


Fig.6
Componentenopstelling

de kabel en de versterker, waardoor deze met maximum bandbreedte kan functioneren. Straks meer hierover...

DC-koppeling

Wanneer U1B een normale 'voltage feedback amplifier' (VFA) zou zijn geweest, had de versterking ingesteld kunnen worden door naar keuze R15 of R14 regelbaar te maken, maar omdat U1B een CFA is kan dit alleen door middel van R14. Zouden we dit met R15 proberen, dan zou de zaak bij minimale versterking gaan oscilleren! Om het video zo veel mogelijk DC gekoppeld te kunnen houden is gekozen voor een symmetrische voedingsspanning (+9 V, -9 V). Er is wel van uitgegaan, dat in het aangeboden video géén gelijkspanningscomponent aanwezig is! De combinatie C8,C9 vormt de eerste DC-scheiding en is hier nodig om een gelijkspanningscomponent (zoals de voedingsspanning voor een 10 GHz DRO-zendertje) te kunnen toevoegen door middel van R32. Doordat de uitgangsimpedantie van U1B een zo lage waarde heeft en C8 voor de lagere videofrequenties ook nog redelijk laagimpedant is, vormt R32 nauwelijks enige belasting voor het video niveau. Zelfs wanneer de waarde voor R32 naar bijvoorbeeld 10 Ohm zou gaan, gebeurt er nog weinig.

Brugschakeling

De brugschakeling rond T1 wordt gevormd door R29, R30, R31 en de belasting op het punt BB OUT, die zijn aangesloten op het ene deel van de bifilaire wikkeling, en de subcarriers die op het andere deel van deze wikkeling zijn ingekoppeld. Bij de juiste belasting op de uitgang (75 Ohm) 'zien' U1B en Tr 3 elkaar niet, waardoor slechts zwakke mengproducten tussen kleurendraag golf en subcarrier(s) ontstaan en minder moirée het zichtbare gevolg is. Omdat op de brugschakeling een gelijkspanning staat en R29 voor videofrequenties toch aan massa moet liggen zorgen C12 en C13 voor de noodzakelijke scheiding. Als het niet nodig is om de voedingsspanning via de coaxkabel te transporteren kunnen dus een aantal onderdelen zoals C12, C13, C8 en

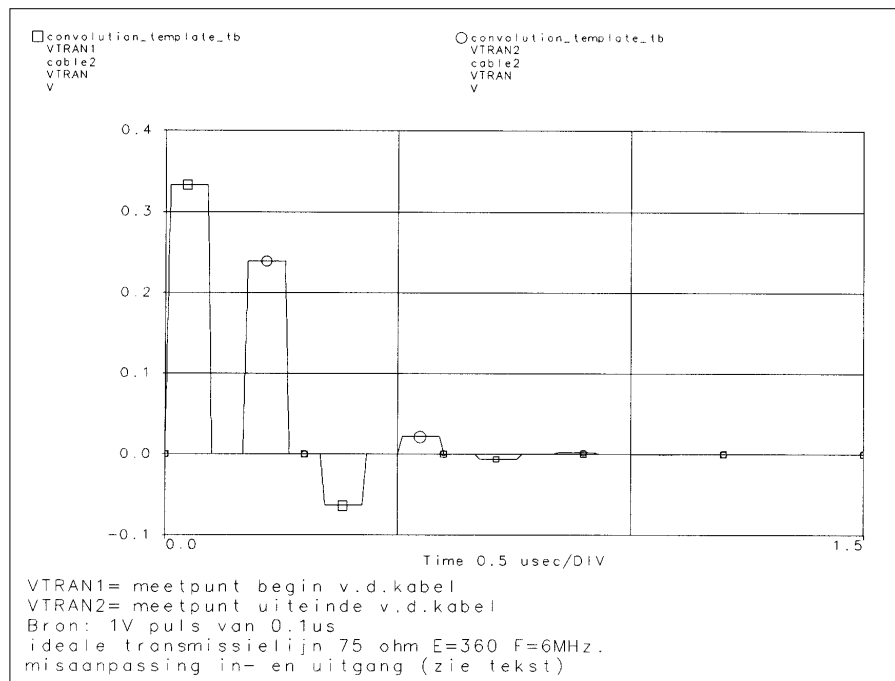


Fig.7

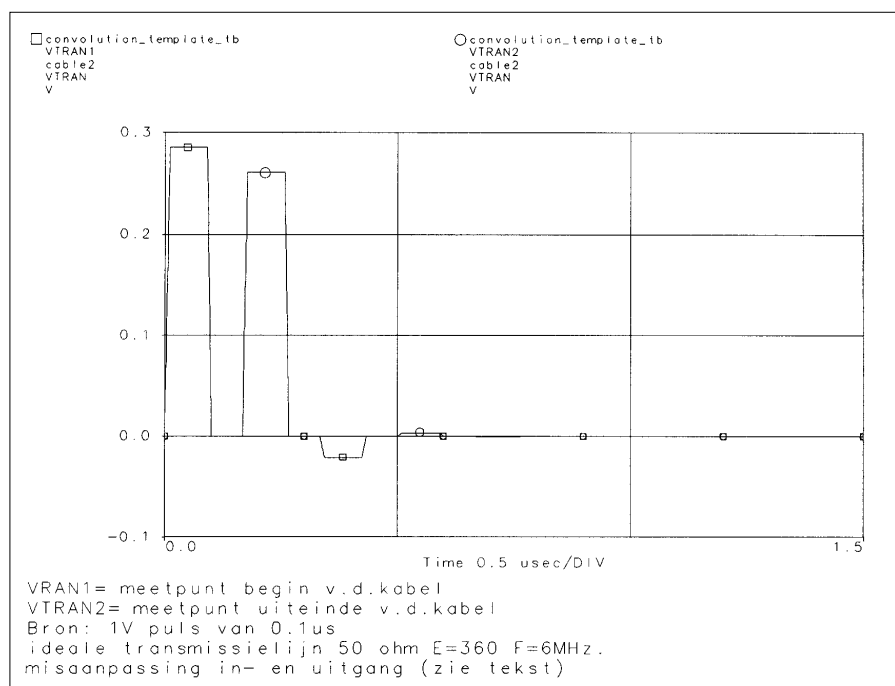


Fig.8

C9 vervallen. De uitgang van U1b gaat dan direct naar het knooppunt van R30, R31 en verder kan R29 direct aan massa.

Sommatie subcarriërs

Het sommeren van een aantal subcarriërs (dit zullen meestal FM gemoduleerde draaggolven tussen 6 en 8 MHz zijn) vindt plaats in de schakeling rond Tr 1. Een eigenschap van de

gebruikte 'basis' schakeling is de lage ingangs- en de hoge uitgangsimpedantie. De verschillende bronnen zijn via R16, R17, enz. aangesloten op de emitter van Tr 1, die door zijn lage impedantie een goed mengpunt vormt. Dat wil zeggen dat een op bijvoorbeeld ingang 1 aangesloten signaal bijna niet meer via R16 en R17 op ingang 2 waar te nemen is. De ingangsimpedantie voor de ver-

schillende ingangen is hier circa 820 Ohm (R16 t/m R19). Is het nodig de een of andere subcarrier via een lange kabel aan te sluiten, neem dan de kabelimpedantie als waarde voor deze weerstanden. De kabel is dan ook goed afgesloten! C 18 voorkomt parasitaire oscillaties in het UHF gebied. Het banddoorlaat filter is gedimensioneerd voor een impedantie van 470 Ohm (zie fig.3). Het filter is samengesteld uit een 5-polig hoog en een 7-polig laagdoorlaatfilter. De hoogdoorlaat sectie voorkomt het doordringen van eventuele mengproducten die zich in het frequentiegebied voor het video bevinden (0 tot 5 MHz.) De laagdoorlaat sectie geeft een uitstekende onderdrukking van de subcarrier harmonischen. Het hierna volgende 'current feedback pair' met Tr 2 en Tr 3 is geoptimaliseerd op minimale distortie om de eigenschappen van het banddoorlaatfilter niet te verprutsen door het weer opwekken van de producten, die we net kwijt waren. Gebruik dus voor bijvoorbeeld R26 240 Ohm!

Voeding 10 GHz-DRO zender via de coaxkabel.

De oorspronkelijke schakeling van de DRO zender -een ontwerp van Denys Roussel, F6IWF [4]- werd in Duitsland door Frank Köditz Nachrichtentechnik als bouw pakket aangeboden en aangepast om voeding via de kabel mogelijk te maken. Fig. 9A toont het voor de voeding relevante deel. In de meegeleverde beschrijving wordt alleen een verklaring gegeven voor de spanningsval over de weerstanden R1, R2 en de gelijkstroomweerstand van de coaxkabel. De weerstandswaarde van R1 en R2 (75 Ohm) suggereert een kabelimpedantie van 75 Ohm, hoewel met geen woord over de kabelimpedantie wordt gesproken! Laten we daarom eens nagaan, wat er -vanuit het basisbandsignaal gerekend- eigenlijk gebeurt. De voeding, aangesloten op knooppunt R1 en C3, vertegenwoordigt een lage impedantie. Laten we hier voor het gemak 0 Ohm aannemen. R1 zorgt er dus voor dat het basisbandsignaal niet door de voeding wordt kortgesloten. Een basisbandeenheid heeft door-

gaans een uitgangsimpedantie van 75 Ohm. Deze impedantie staat echter parallel aan R1, waardoor de kabel $75/2 = 37,5$ Ohm 'ziet'. Hierdoor zal het basisbandsignaal op het knooppunt C1/R1 nog maar de halve amplitude hebben (waarbij nog geen rekening is gehouden met de belasting van de kabel). Aan de andere kant van de kabel zien we ongeveer dezelfde situatie: De kabel 'ziet' hier de parallelle invloed van R2 en R3. De kabel is hier afgesloten met:

$$\begin{array}{rcl} R2 \times R3 & 7500 \\ \hline R2 + R3 & 175 \end{array} = \frac{7500}{175} = 42 \text{ Ohm}$$

Het is duidelijk, dat de schakeling zeker geen goede aanpassing vormt bij gebruik van 75 Ohm kabel. Stel nu eens voor, dat in plaats van de basisbandeenheid een pulsgenerator is aangesloten, die een puls met een amplitude van 1V levert. Door in serie met de generator een weerstand van 75 Ohm op te nemen wordt dit ook de uitgangsimpedantie. De plot in fig.7 gunt een blik in het tijddomein. Over een tijdspanne' van $1,5 \mu\text{s}$ wordt in de horizontale as de reis van de puls met een lengte van $0,1 \mu\text{s}$ door een ideale kabel van 75 Ohm en een elektrische lengte van 360 graden bij 6 MHz. gegeven, terwijl de verticale as een indruk geeft van de pulsamplitude. De twee meetpunten, namelijk het begin en het einde van de transmissielijn, zijn aangegeven door respectievelijk een vierkantje en een cirkeltje. We zien dat de puls aan het begin van de kabel (meetpunt 1) nog een amplitude van $0,33 \text{ V}$ heeft. Na circa 165 ns komt de puls op de bestemming aan (meetpunt 2), maar heeft nu een amplitude van $0,24 \text{ V}$ omdat door de misaanpassing een deel wordt gereflecteerd. Het gereflecteerde deel van de oorspronkelijk positief gaande puls is van polariteit gewisseld en komt na 165 ns weer bij meetpunt 1 aan (weergegeven op tijdstip $0,33 \mu\text{s}$). Aangezien het begin van de kabel ook niet goed is aangepast treedt

ook hier reflectie op, de polariteit wisselt en we zien dus na 165 ns de puls weer in meetpunt 2 opduiken, enz.

De volgende plot (fig.8) geeft de situatie weer, die ontstaat wanneer de impedantie van de transmissielijn van 75 naar 50 Ohm is gewijzigd: de amplitude van de gereflecteerde puls is al veel minder. Natuurlijk zal geen reflectie meer optreden bij exacte afsluiting van de (ideale) kabel. De puls zal dan op meetpunt 2 dezelfde amplitude hebben als op meetpunt 1.

Ook in TV-AMATEUR kwam het probleem van aanpassing ten behoeve van een 10 GHz-DRO zendertje ter sprake[5] en [6]. Hoewel de 75 Ohm kabel goed is afgesloten en er geen reflectie zal optreden, zal de BC550 het als 'cable driver' niet makkelijk hebben (met z'n emitter rechtstreeks aan een lange kabel).

Bovendien heeft de voorgestelde 'veiligheids'diode D2 rampzalige gevolgen voor de videokwaliteit! De wijzigingen in het 10 GHz-DRO zendertje, noodzakelijk om de juiste afsluiting van een 75 Ohm kabel te kunnen realiseren, zijn aangegeven in fig. 9B.

De serieweerstand voor de voedingspanning heeft nu een waarde van 150 in plaats van 75 Ohm. Verder is de parallelweerstand over de 1N4148 verhoogd van 100 naar 150 Ohm. Voor het basisbandsignaal staan deze twee weerstanden parallel en vormen zo de juiste afsluiting voor de kabel.

De totale serieweerstand vanuit de voeding: $33+75+150 = 258 \text{ Ohm}$. De spanningsval is $10,32 \text{ V}$ als het zendertje 40 mA trekt. Om met een voedingsspanning van 18 V uit te kunnen komen kan het bij een hoger stroomverbruik nodig zijn de 33 Ohm weerstand te verlagen tot 10 Ohm en een 'low drop' stabilisator te gebruiken.

Tenslotte

Voor de realisatie van de schakeling is geen SMD techniek toegepast, waardoor een print op eurokaartformaat ($10 \times 16 \text{ cm}$) nodig was. Gebruik dubbelzijdige print; de componentenzijde van de print doet namelijk ook dienst als aardvlak,

Fig A

DRO VOEDING MET VERKEERDE AANPASSING

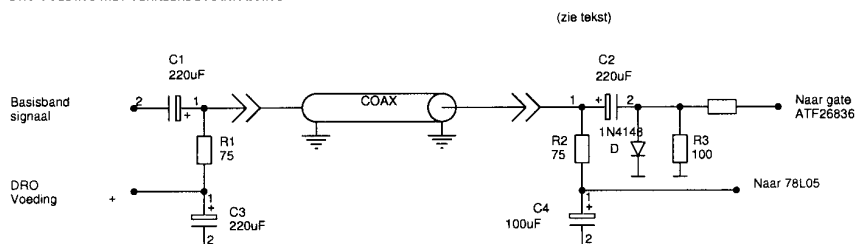
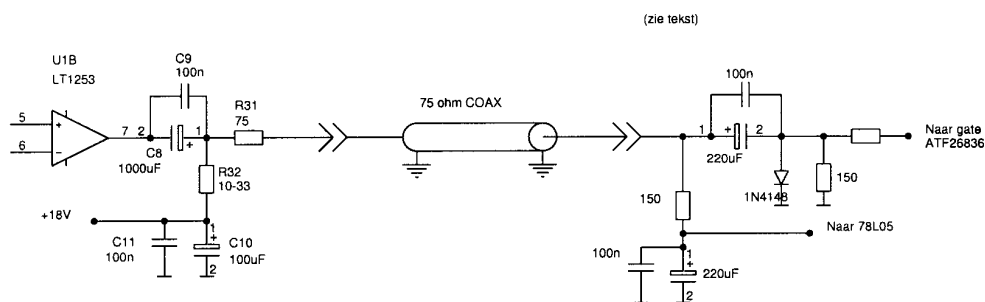


Fig B

DRO VOEDING MET JUISTE AANPASSING



EMT		
Title		
DRO VOEDING		
Size	Document Number	REV
A		01
Date:	May 9, 1997	Sheet 1 of 1

Fig.9**Aansluiting basisbandmodulator op een 10 GHz DRO-zender**

waarbij de onderdelen die aan massa moeten komen aan beide zijden gesoldeerd worden.

Referenties:

- [1] CQ-TV 119 John L. Wood, G3YRC :
FM Television pag. 35
- [2] UKW Berichte 2/86 Josef Grimm, DL6PI :
Amateurfunkfernsehen (ATV) mit Frequenzmodulation
pag. 91-102
- [3] TV AMATEUR 92/94 Erhard Lüthi, HB9CIZ :
Basisbandaufbereitung pag. 4
- [4] UKW Berichte 3/92 Denys Roussel, F6IWF :
Ein 10 GHz-FM-ATV-Sender mit diëlektrischem
Resonator pag. 152-162
- [5] TV AMATEUR 96/95 Dipl.-Ing. Manfred Rudolph,
DL2OU : Einkabelspeisung des Mini 10 GHz-TX pag. 4
- [6] TV AMATEUR 97/95 Korrektur der Schaltung aus Heft
96/95 Seite 4. Pag.42