

TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT

Afdeling der Elektrotechniek

Aard : Afstudeerverslag
Omvang: 49 pagina's
Datum : april 1968
UDC :

Lab. : Laboratorium voor transmissie
van informatie.

Code-
nummer: 051565-28(1968)-39

Auteur: P.C. Planjer

Titel : Universele tweedraadsversterker
met negatieve impedanties.

Korte
inhoud:

In dit verslag wordt, uitgaande van een zeer algemeen vervangingsschema, aangetoond hoe diverse typen tweedraadsversterkers met negatieve impedanties kunnen worden gerealiseerd. Praktisch kunnen ze worden verwezenlijkt met enige spanningsgestuurde spanningsbronnen en stroomgestuurde stroombronnen als bouwelementen.

Het meest universele type, de asymmetrische negistor, wordt bekeken, speciaal wat stabiliteit betreft, terwijl voor de hierin benodigde kabelimpedanties een eenvoudige nabootsingsmethode wordt besproken.

INHOUD.

- Hst. I Inleiding
- Hst. II Theoretische beschouwingen
- 1 Symmetrische negistor
 - 2 Impedantie transparante versterker
 - 3 Algemene vervangingsschema
 - 4 Asymmetrische negistor
 - 5 "Impedantie transparante" versterker, die twee kanten op versterkt.
- Hst. III Praktische realisatie mogelijkheden
- 1 Asymmetrische negistor
 - 2 Impedantie transparante versterker
 - 3 Symmetrische negistoren
- Hst. IV Stabiliteits beschouwing voor negistor circuits
- Hst. V Impedantie nabootsing
- Hst. VI Toegepaste versterkers
- 1 Stroomversterker
 - 2 Spanningsversterker
 - 3 Tegenkoppelnetwerken t.b.v. het kabeldempingsverloop.
- Hst. VII Resultaten en conclusies
- Appendices A, B, C en D
- Litteratuurlijst.

I Inleiding

Een tweedraadsversterker met negatieve impedanties, een negistor, is een tweepoort die in beide richtingen versterkt, tengevolge van het feit dat hierin impedanties met een negatief reëel deel in een bepaalde configuratie worden toegepast.

Het gebruik van een dergelijke tweepoort in een laagfrequent telefoonkabel; eindcentrale-abonné, heeft voordelen boven het gebruik van een klassieke tweedraadsversterker waarbij de twee transmissie richtingen worden gesplitst met behulp van vorktransformatoren en versterkingen met twee aparte versterkers worden gerealiseerd. Het is nl. mogelijk, door de negatieve impedantie schakelingen met transformatoren in de lijn te koppelen, de mikrofoon gelijkstroomvoeding en de laagfrequent wekstromen ongehinderd door te laten, terwijl bij de later ontwikkelde negistoren ook de dure vorktransformatoren komen te vervallen of althans eenvoudiger uit te voeren zijn.

In gevallen waar abonnées op grote afstand van centrales moeten worden aangesloten, wat in grotere landen zoals Amerika voorkomt zijn negistoren praktisch toegepast. Indien door een eenvoudige constructie negistoren goedkoop kunnen worden gefabriceerd, is het wellicht voordeliger ze in combinatie met dunnere en daardoor goedkopere kabel te gebruiken en ze dan in iedere laagfrequent verbinding toe te passen. Een verder toepassingsgebied van eenvoudige negatieve impedantieverstertjes zal misschien het gebruik in nieuwe elektronische centrales kunnen worden op punten waar de demping te groot wordt.

De eerste negistoren waren van een zeer eenvoudig type, nl. een negatieve impedantie in serie met of parallel aan de kabeladers (Bell E1, E2, E3). Zie fig.1



fig.1

Door de hierbij optredende impedantie onregelmatigheden met een reflectie als gevolg, treedt al gauw instabiliteit op bij nog maar weinig versterking.

Door een combinatie van serie en shunt negistor ontstond een tweepoort met een karakteristieke impedantie, die voor een klein frekwentiegebied (telefoniebandje), redelijk aan die van de kabel gelijk kon worden gemaakt. Een groot nadeel van dit type is het onderling afhankelijk zijn van de karakteristieke impedantie- en versterkings-instellingen. De transformatoren in dit ontwerp moesten ook van zeer goede kwaliteit zijn, omdat impedanties (dus zowel stroom als spanning) moesten worden getransformeerd. Indien toegepast aan het eind of aan het begin van een verbinding is vanwege de symmetrie een van de kanten van deze negistor slecht aangepast, waardoor de versterking vrij beperkt moest blijven. Door Visser is een dergelijke negistor ontworpen waarbij de transformatoren een veel minder belangrijke rol spelen, omdat andere negatieve impedantie schakelingen werden gebruikt. De transformatoren behoeften in dit geval slechts stroom of spannings transformatoren te zijn (litt. 5). Verder bleek het mogelijk de tranformatoren geheel te laten vervallen (litt. 8).

Met het vervangingsschema van dit type als uitgangspunt is gezocht naar een negistor met de voordelen van de klassieke tweedraadsversterker, nl. onafhankelijk van elkaar in te stellen impedanties aan de poorten en onafhankelijk daarvan en van elkaar instelbare versterkingen voor de beide transmissie richtingen. Met een dergelijke realisatie kunnen we dan optimaal de gewenste impedanties aanpassen

en mede daardoor hogere versterkingen toelaten.

Door de zeer algemene opzet zal blijken dat met dezelfde bouwelementen verschillende typen versterkers kunnen worden gemaakt, zoals bv. een impedantie transparante versterker of een symmetrische negistor.

De bouwelementen die onder andere uit twee typen versterkers bestaan zijn om deze reden als bouwdooselementen op insteekplaatjes gemonteerd, zodat door uitwisseling en insteken in verschillende bedrade chassis de diverse schakelingen te maken zijn.

II Theoretische beschouwingen

1 De symmetrische negistor

Voor de afleiding van de karakteristieke impedantie en de versterking van de symmetrische negistor beschouwen we deze als een symmetrische tweepoort en gaan we uit van de tweepoort vergelijkingen met Z-parameters.

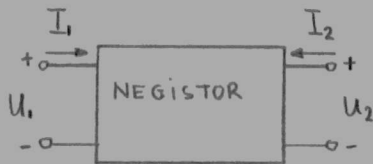


fig.2

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$U_2 = Z_{12}I_1 + Z_{11}I_2$$

$$\text{nl: } Z_{11} = Z_{22}$$

$$Z_{21} = Z_{12}$$

Voor de equivalente brugschakeling met $Z_a = Z_{11} - Z_{12}$

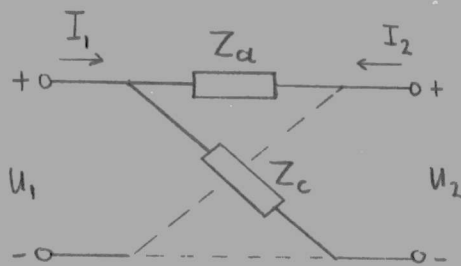


fig.3

$$\text{en } Z_b = Z_{11} + Z_{12}$$

geldt voor de karakteristieke impedantie:

$$Z_k = \pm \sqrt{Z_a Z_c}$$

en voor de karakteristieke spannings-

versterking A_v :

$$A_v = \frac{1 + \sqrt{Z_a/Z_c}}{1 - \sqrt{Z_a/Z_c}}$$

indien Z_a en Z_c negatief zijn.

Hieruit zien we dus al de gezamenlijke afhankelijkheid van A_v en Z_k van Z_a en Z_c ; de afhankelijke regeling van beide grootheden.

Een dergelijke negistor is zoals blijkt uit litt.5 ook als in fig.4 op te bouwen.

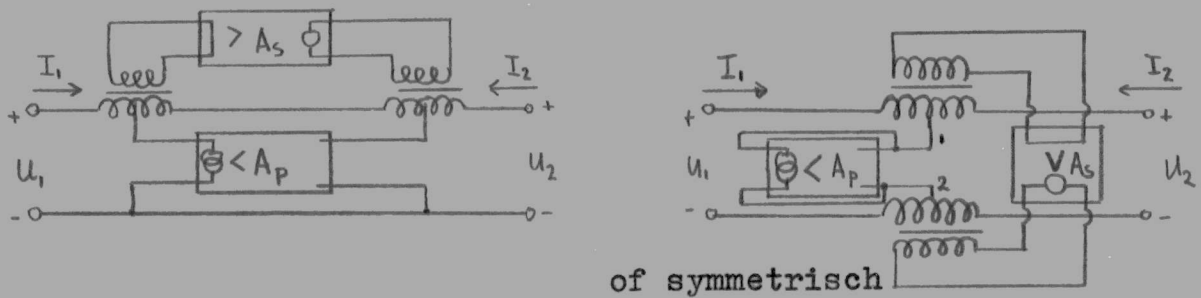


fig.4

A_p en A_s zijn hierin versterkers die voor de negatieve impedanties zorgen. De in- en uit-gangsimpedanties van A_p zijn oneindig, die van A_s zijn nul. Vanwege de zeer lage impedanties waarmee de transformatoren worden afgesloten, behoeven de zelfinducties van de betreffende wikkelingen niet erg groot te zijn, waarmee dan de spreidingszelfinducties ook laag blijven. Deze versterkers zijn zoals fig.5 laat zien uit ideale spannings- en stroom-versterkers opgebouwd.



fig.5

Dat nu bv. tussen de punten 1 en 2 in fig.4 een negatieve impedantie is aangesloten, blijkt uit fig.6.

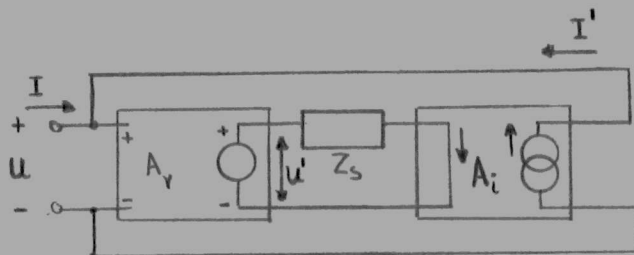


fig.6

$$I' = A_i \cdot U' / Z_s$$

$$U' = A_v \cdot U$$

$$-I = I'$$

$$\therefore \frac{U}{I} = - \frac{Z_s}{A_v \cdot A_i}$$

We zien dus dat voor de negatieve dwarsimpedantie, een spanning afhankelijk van in- en uit-gangsspanning U_1 en U_2

wordt gemeten en een hiervan afgeleide stroom weer wordt ingevoerd. Voor de negatieve langsimpedantie wordt de stroom in de langstak gemeten en een hiervan afhankelijke spanning wordt in deze langstak weer ingevoerd.

Het vervangingschema is in fig.7 weergegeven.

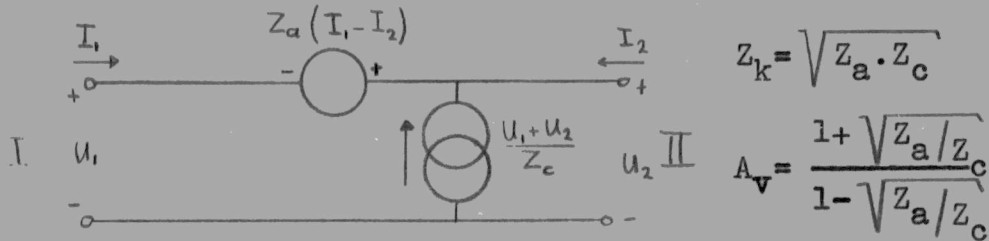


fig.7

Of gesplitst in bronnen die alleen afhankelijk zijn van de ingangs resp. uitgangsgrootheden, zie fig.8.

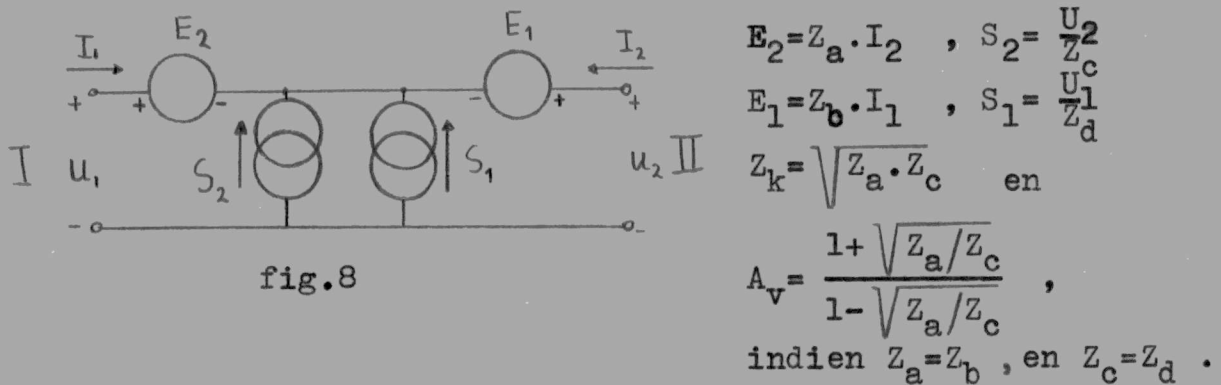


fig.8

Dat dit zo moet zijn, komt voort uit de eis dat E_2 en S_2 geen invloed in poort I mogen hebben bij zenden van I naar II en dat E_1 en S_1 geen invloed in poort II mogen hebben bij zenden van II naar I.

Sluiten we poort II nl. af met een impedantie Z_2 dan geldt voor de stroom in de bronimpedantie Z_1 (poort I) tengevolge van E_2 en S_2 :

$$\frac{E_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{S_2 \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{Z_1} \quad \text{of:} \quad E_2 + S_2 Z_2$$

$$\text{d.i.} \quad Z_a \cdot I_2 + \frac{U_2 \cdot Z_2}{Z_c}$$

Daar $U_2 = -I_2 \cdot Z_2$, is deze stroom gelijk nul indien $Z_2 = \sqrt{Z_a Z_c}$.
 Voor de transmissie in de andere richting volgt op analoge wijze dat $Z_1 = \sqrt{Z_b Z_d}$.

Voor gelijke versterkingen in beide richtingen en voor $Z_1 = Z_2 = Z_k$ (karakteristieke impedantie) moet dan gelden dat $Z_a = Z_b$ en $Z_c = Z_d$.

2 Impedantie transparante versterker .

We kunnen ons afvragen wat er gebeurt indien we de spanningsbronnen in de langstak (fig.8) niet door in- en uit-gangsstromen laten sturen, maar door in- en uit-gangsspanningen. Dit blijkt te leiden tot een impedantie transparante versterker . Aangezien er in deze configuratie (fig.9) geen enkele impedantie voorkomt, ligt het wel in de lijn der verwachtingen dat de gemeten impedantie aan poort I direct afhangt van de afsluiting aan poort II, en omgekeerd.

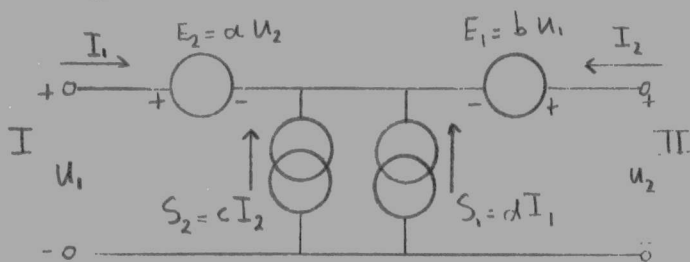


fig.9

Aan welke voorwaarden moeten de factoren a, b, c en d nu voldoen opdat de tweepoort impedantie transparant is?

Het totale effect van alle bronnen op de ingang moet nul zijn bij zenden van I (bronimpedantie Z_1) naar II met Z_2 als afsluiting aan II.

$$\text{d.w.z.} \quad \frac{E_2 - E_1}{Z_1 + Z_2} = - \frac{(S_1 + S_2) \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{Z_1}$$

en voor de andere transmissie richting:

$$\frac{E_1 - E_2}{Z_1 + Z_2} = - \frac{(S_1 + S_2) \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{Z_2}$$

Dit leidt dan indien voor de versterkingen geldt:

$$A_{V_{I \rightarrow II}} = \frac{1+b}{1-b} \quad \text{en} \quad A_{V_{II \rightarrow I}} = \frac{1-b}{1+b} \quad , \quad \text{dus} \quad A_{V_{II \rightarrow I}} = \left[A_{V_{I \rightarrow II}} \right]^{-1}$$

tot: a=c=-b=-d.

Fig.10 geeft het vervangingschema van deze bekende vorm van de impedantie transparante versterker (litt.7).

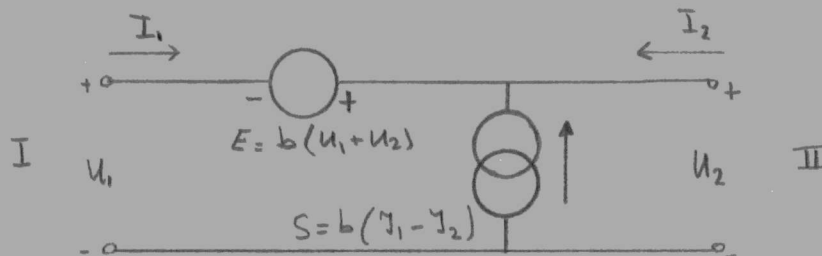


fig.10

Uit dezelfde eis als bij de symmetrische negistor, dat E_2 en S_2 geen invloed in I en E_1 en S_1 geen invloed in II mogen hebben bij zenden uit de betreffende poorten, volgt ook onmiddellijk dat $a=c$ en $b=d$.

In dit geval zijn de versterkingen:

$$A_{V_{I \rightarrow II}} = \frac{1+b}{1+a} = \left[A_{V_{II \rightarrow I}} \right]^{-1} \quad , \quad \text{terwijl de twee-}$$

poort ook impedantie transparant is.

Hoewel het vervangingschema nu niet zo eenvoudig wordt omdat we de bronnen niet bij elkaar kunnen voegen, vervallen de moeilijkheden die bij hoge versterkingen optreden door de factor $1-b$ in de noemer (litt.7).

3 Het algemene vervangingsschema.

Zoals we bij zowel de symmetrische negistor als bij de transparante versterker hebben gezien, moet hetvolgende blijkbaar gelden:

Indien in één van de poorten wordt gezonden, vindt er in deze poort geen terugwerking plaats tengevolge van bronnen die worden gestuurd uit spanning en stroom over een afsluitimpedantie aan de andere poort. Er mag dus geen inwendige terugkoppeling op de sturende poort plaatsvinden.

Bij de transparante versterker waren de spanningsbronnen in de langstak een functie van de in- en uit-gangsspanningen en de stroombronnen in de dwarstak een functie van in- en uit-gangsstromen vande tweepoort. Bij de symmetrische negistor met karakteristieke impedantie is deze sturing juist andersom. Dit brengt ons op het idee een zeer algemeen schema (fig.11) op te stellen, waarbij een gemengde sturing van de bronnen plaatsvindt.

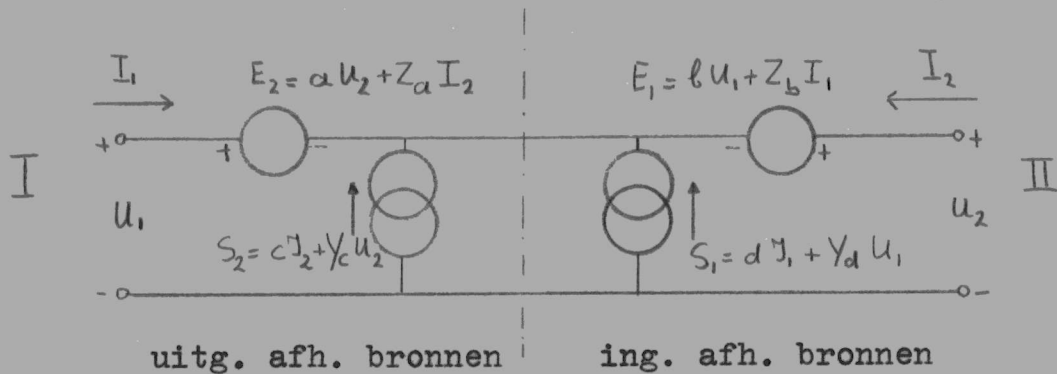


fig.11

Door op deze manier een aantal vrijheidsgraden meer in te voeren, zal het dan mogelijk blijken tot een negistor te komen die asymmetrisch is, d.w.z. verschillende onafhankelijk van elkaar zijnde impedanties aan in- en uit-gang heeft, evenals verschillende versterkingen voor de beide transmissie richtingen.

Bovendien zijn alle grootheden, impedanties en versterkingen, onafhankelijk van elkaar in te stellen.

4 De asymmetrische negistor.

We gaan uit van het algemene vervangingsschema van fig.11. Indien we uit een bron met inwendige impedantie Z_1 zenden in poort I en poort II met Z_2 afsluiten, dan volgen voor de maas- en knooppunts-vergelijkingen:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= E_2 - E_1 + U_2 \\ I_1 + S_1 + S_2 + I_2 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

en geldt: $U_2 = -I_2 Z_2$

$$\left. \begin{aligned} \text{of: } U_1 - U_2 + bU_1 + Z_b I_1 - aU_2 - Z_a I_2 &= 0 \\ I_1 + I_2 + cI_2 + Y_c U_2 + dI_1 + Y_d U_1 &= 0 \\ U_2 + I_2 Z_2 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{of: } (1+b) \cdot U_1 + \left(\frac{Z_a}{Z_2} - 1 - a \right) \cdot U_2 &= -Z_b I_1 \\ Y_d \cdot U_1 + \left(Y_c - \frac{c}{Z_2} - \frac{1}{Z_2} \right) \cdot U_2 &= -(1+d) I_1 \end{aligned} \right\}$$

Stellen we nu dat: $Z_a = aZ_2$ en $Y_c = c/Z_2$,
 en voor de andere
 transmissierichting: $Z_b = bZ_1$ en $Y_d = d/Z_1$,
 wat dus de eis inhoudt dat geen terugwerking op de betrokken ingang plaatsvindt, dan worden de vergelijkingen:

$$\left. \begin{aligned} (1+b) \cdot U_1 - U_2 &= -bZ_1 I_1 \\ \frac{dZ_2}{Z_1} \cdot U_1 - U_2 &= -(1+d) \cdot Z_2 I_1 \end{aligned} \right\}$$

We eisen nu vervolgens dat de ingangsimpedantie $Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$ gelijk aan Z_1 moet zijn;

$$\frac{U_1}{I_1} = Z_1 = \frac{b \frac{Z_1}{Z_2} - 1 - d}{\frac{d}{Z_1} - \frac{1+b}{Z_2}} \quad \therefore \quad \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{2d+1}{2b+1}$$

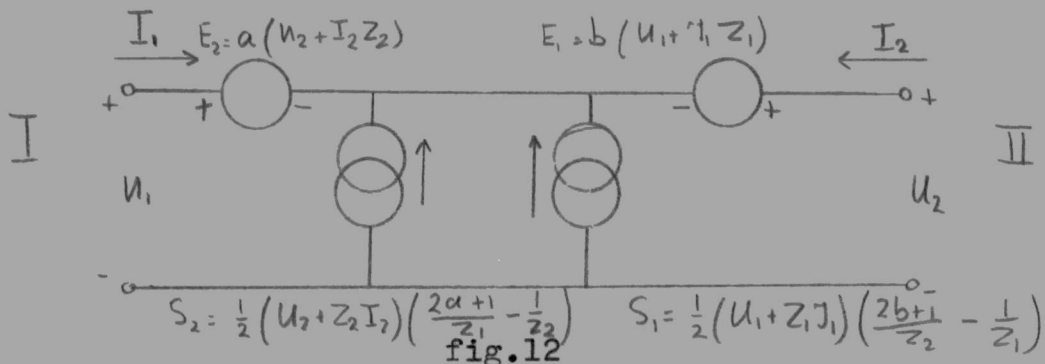
$$\text{of: } d = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} (2b+1) - \frac{1}{2},$$

en voor de andere transmissie richting, waar we dus Z_2 aan poort II willen zien, als I met Z_1 is afgesloten;

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{2c+1}{2a+1}$$

$$\text{of: } c = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_2}{Z_1} (2a+1) - \frac{1}{2}.$$

Dit alles gesubstitueerd leidt tot het vervangingschema van fig.12.



Voor de spanningsversterking A_V volgt uit de vergelijkingen onder aan blz.10 :

$$A_{V_{I \rightarrow II}} = 2b+1,$$

en voor de andere richting dan:

$$A_{V_{II \rightarrow I}} = 2a+1.$$

Stellen we $A_{V_{I \rightarrow II}} = X_1$, en $A_{V_{II \rightarrow I}} = X_2$, dan wordt het

vervangingschema van de asymmetrische negistor als weergegeven in fig.13. Hierin zien we de factoren $U_1 + Z_1 I_1$ en $U_2 + Z_2 I_2$, die steeds zowel in de stroom- als in de spanningsbron voorkomen. Bij sturing alleen vanuit één kant (I of II) worden daardoor steeds twee bronnen nul. Dan is nl. $U_2 = -I_2 Z_2$ of $U_1 = -I_1 Z_1$, zodat er dan nog slechts twee van de vier bronnen overblijven.

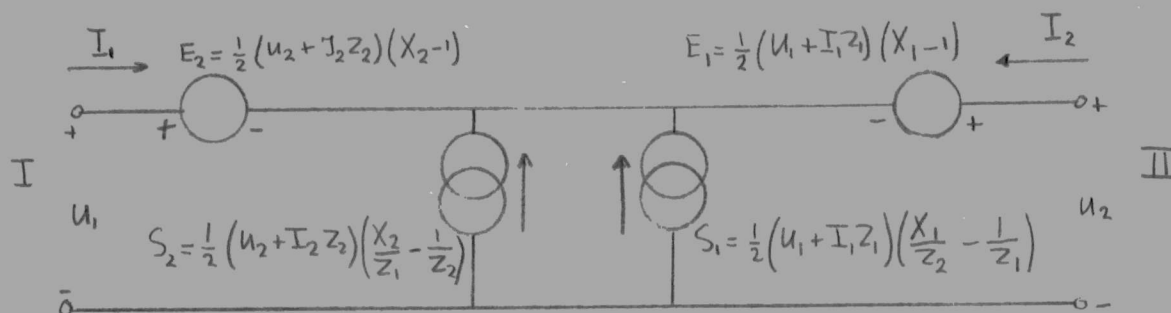


fig.13

De eigenschappen van deze configuratie zijn dus nogmaals:
 Ingangsimpedantie Z_1 (bij afsluiting met Z_2), die willekeurig is in te stellen door deze gewenste impedantie in de schakeling na te bootsen.

Spanningsversterking X_1 , ook in de schakeling ergens in te stellen (onafhankelijk van Z_1).

Geheel onafhankelijk van deze eigenschappen geldt hetzelfde (Z_2 en X_2) voor de transmissie in de andere richting.

5 "Impedantie transparante" versterker, die twee kanten op versterkt.

Op analoge manier als in de vorige paragraaf zouden we uitgaande van het algemene schema ook als eis kunnen stellen dat we aan poort I de afsluitimpedantie van poort II zien en omgekeerd, terwijl de tweepoort ook in beide richtingen zou moeten versterken. Een tweezijdig versterkende impedantie transparante versterker dus.

Indien we de berekening uitvoeren dan volgt daaruit het vervangingsschema van fig.14, met voor de versterkingen:

$$A_{v_{I \rightarrow II}} = 1 + b + b \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{en} \quad A_{v_{II \rightarrow I}} = 1 + a + a \cdot \frac{Z_2}{Z_1} .$$

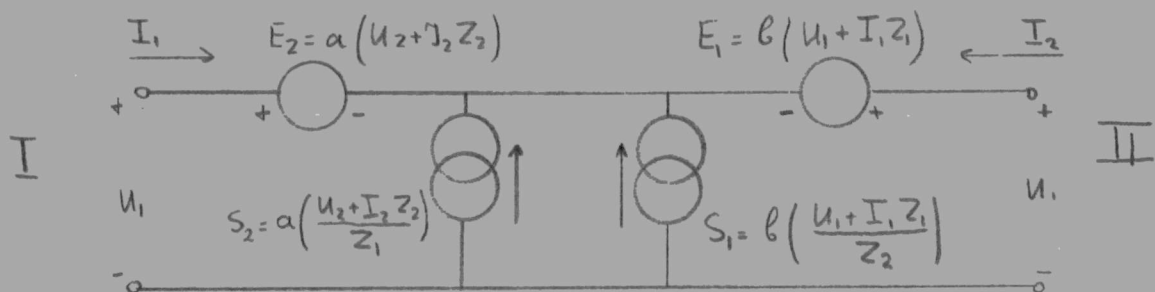


fig.14

Aan de stuurfuncties van de bronnen zien we echter direct dat dit geen impedantie transparante versterker is, aangezien de afsluitimpedantie aan II ook nog eens in de schakeling voorkomt, en dus nog eens zou moeten worden nagebootst.

Het is eigenlijk een gewone asymmetrische negistor waarbij we de ingangsimpedantie aan poort I gelijk kiezen aan de afsluiting bij II en omgekeerd.

III Practische realisatie mogelijkheden.

1 Asymmetrische negistor.

Uit het vervangingsschema van fig.13 zien we dat we in de tweepoort spannings- en stroom-bronnen moeten invoeren, die ontstaan uit combinaties van de spanningen en stromen aan de poorten. Deze spanningen en stromen gaan we meten en vervolgens met rekenversterkers, optellers en aftrekkers de bronnen samenstellen. Fig.15 geeft in een eenvoudig blokschema de realisatie mogelijkheid.

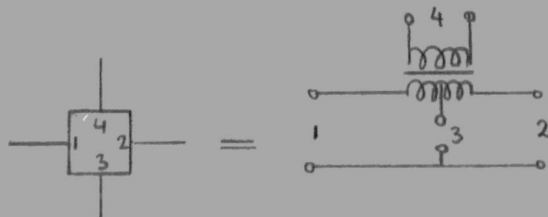
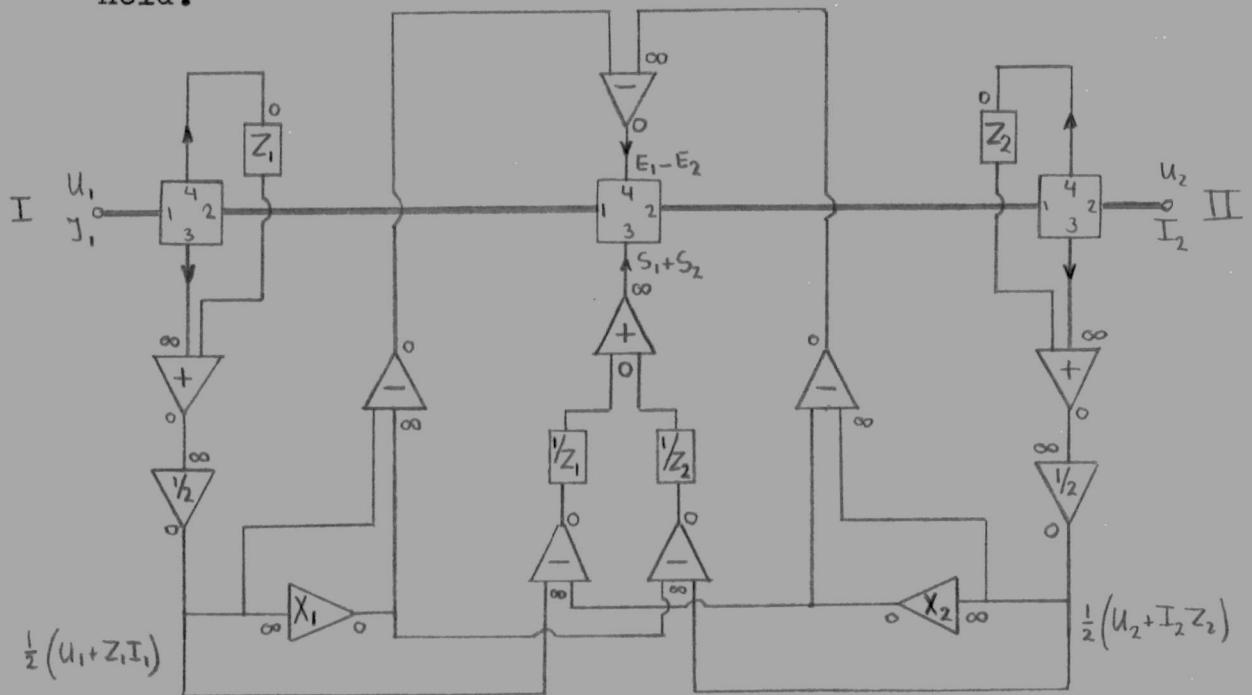


fig.15

De vierkante blokjes zijn ideale balanstransformatoren waarmee in (4) de stroom wordt gemeten of een spanning

wordt ingevoerd, en aan (3) de spanning wordt afgenomen of de stroom wordt ingevoerd. De kabeladers lopen via (1) en (2).

Met behulp van eenvoudige stroomversterkers (ingangsimpedantie nul en uitgangsimpedantie oneindig, indien ideaal) en spanningsversterkers (ingangsimpedantie oneindig en uitgangsimpedantie nul, indien ideaal) met een differentie ingang, blijkt het geheel praktisch te verwezenlijken. Voor de andere tweedraadsversterkers, die in devolgende paragrafen worden besproken blijken deze bouwstenen eveneens voldoende. De transformatoren, nodig voor het meten van U_1, I_1 en U_2, I_2 kunnen voor een laboratoriummodel, zoals gebouwd, vervallen. De stroommeetversterkers worden in dit geval rechtstreeks in de kabelader opgenomen. Alleen de transformator nodig voor de invoer van de bronnen moet worden gehandhaafd. Alle spanningsversterkers evenals stroomversterkers zijn identiek. De verschillende benodigde versterkingsgraden worden achteraf door een uitwendige tegenkoppeling ingesteld.

De differentie ingang van de spanningsversterker heeft eeningangsimpedantie van $900 \text{ k}\Omega$, de uitgangsimpedantie is kleiner dan 1Ω . De stroomversterker ingang is ook kleiner dan 1Ω , de uitgang $125 \text{ k}\Omega$. Met deze waarden kunnen we de uitgangen als ideale spannings- en stroombronnen beschouwen, terwijl de ingangen zuiver stroom- of spannings-gestuurd worden. Het impedantieniveau van de tweepoort ligt namelijk voor de laagfrequent kabel tussen een paar honderd ohm en ongeveer een kilo-ohm.

Hoofdstuk VI geeft verdere gegevens en schakelingen van deze bouwelementen.

De uiteindelijke schakeling van van de asymmetrische registor is gegeven in fig.16.

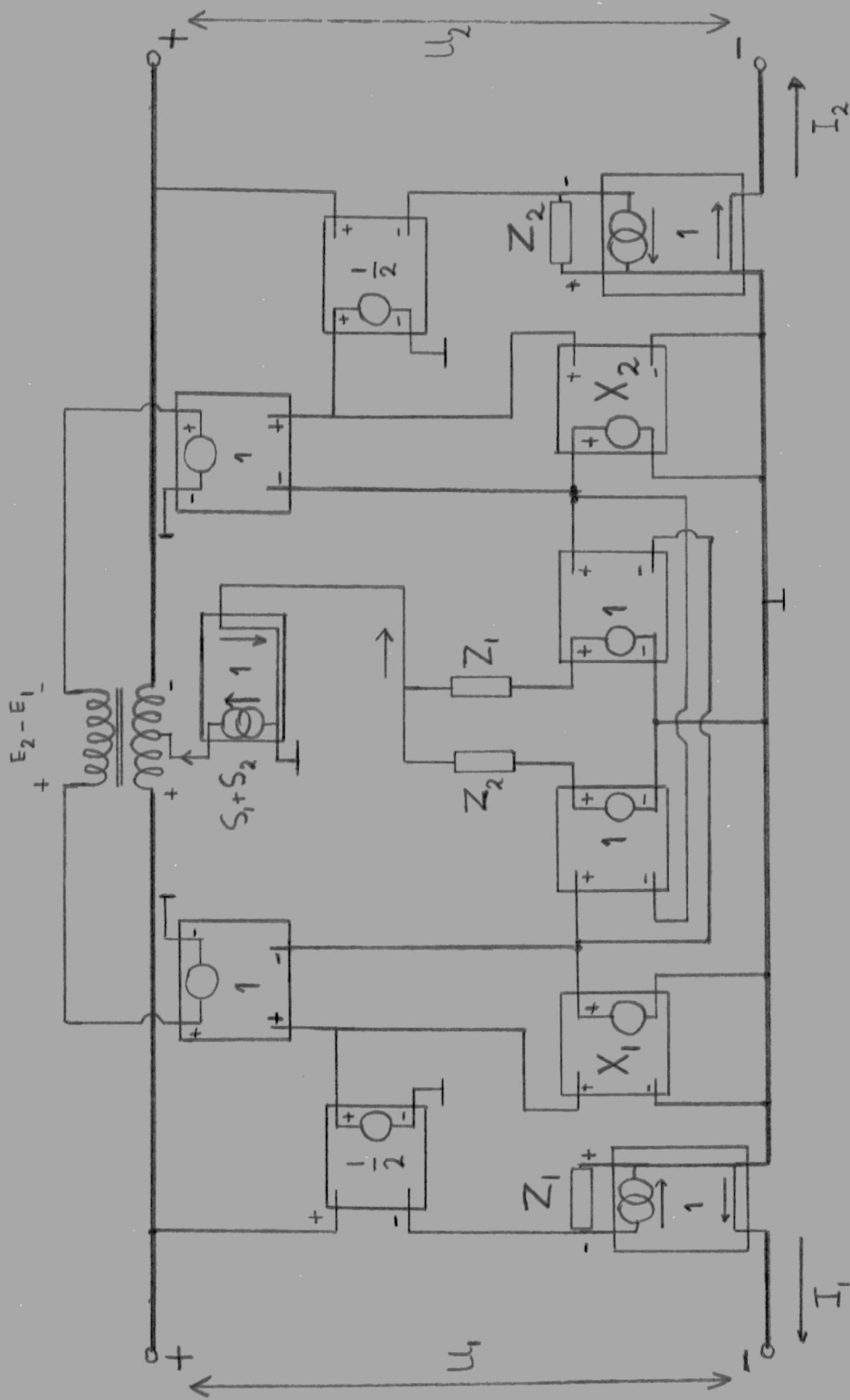


fig: 16

2 Impedantie transparante versterker.

De eenzijdig versterkende impedantie transparante versterker met versterking $A_{V, I \rightarrow II} = \frac{1+b}{1-b}$ is op de bovenbeschreven manier volgens fig.17.

te realiseren. Vervangingschema fig.10.

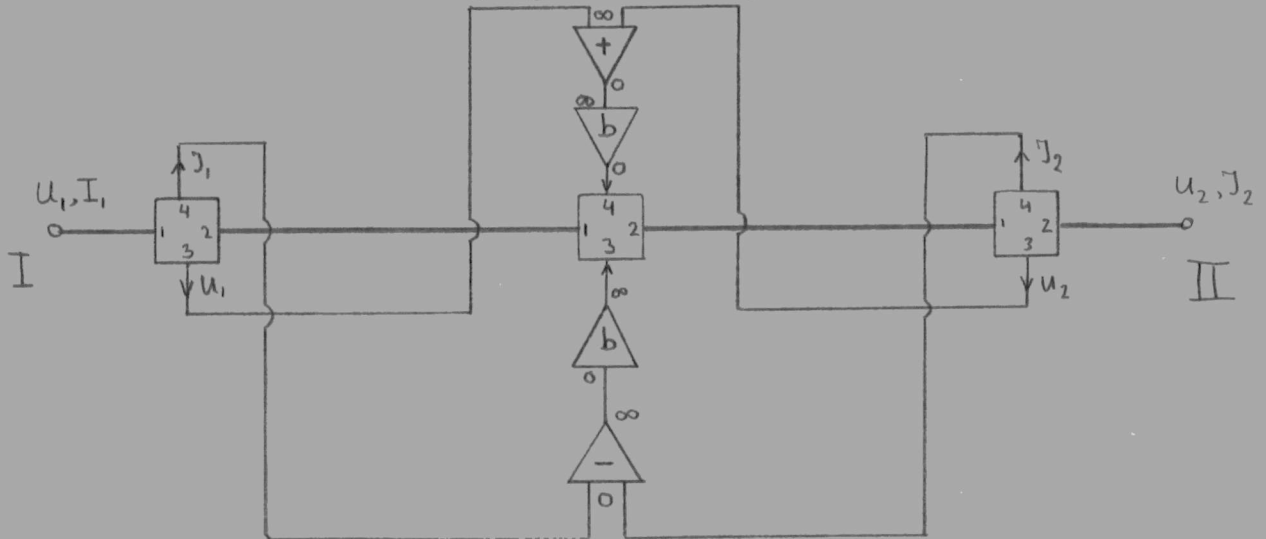


fig.17

Fig.18 geeft de schakeling met behulp van bouwdoos-elementen opgebouwd.

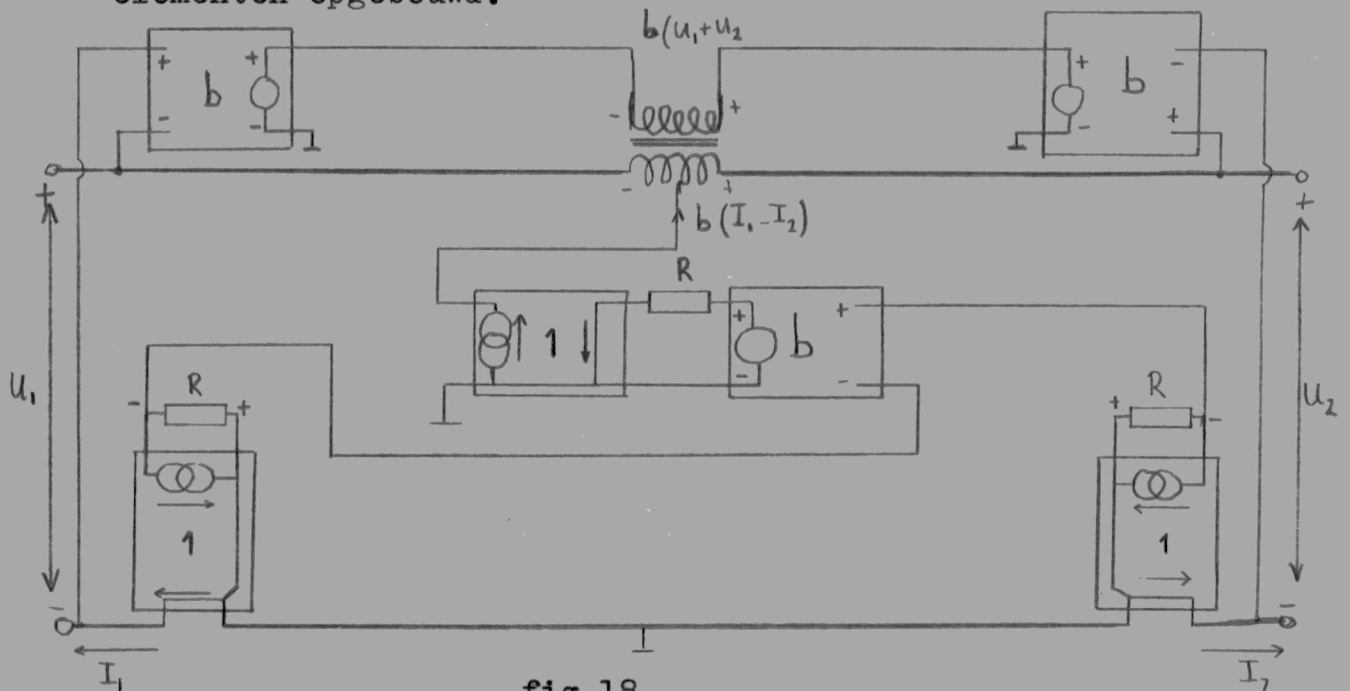


fig.18

De weerstanden R ($1\text{ k}\Omega$) dienen om de gemeten stromen in spanningen om te zetten, zodat we met de differentie-ingang van de spanningsversterkers kunnen aftrekken, en de versterking in de stroomtak met een spanningsversterker te kunnen regelen.

3 Symmetrische negistoren.

Fig.19 geeft een realisatie van de Visser-versie van de symmetrische negistor. Beter is het dit type als speciaal geval van de asymmetrische negistor te beschouwen; dus voor Z_1 en Z_2 , Z_k de karakteristieke kabelimpedantie te substitueren. De versterking blijft dan onafhankelijk van de karakteristieke impedantie instelbaar. De configuratie blijft toch vrij eenvoudig, ze is samen met het vervangings-schema gegeven in fig.20.

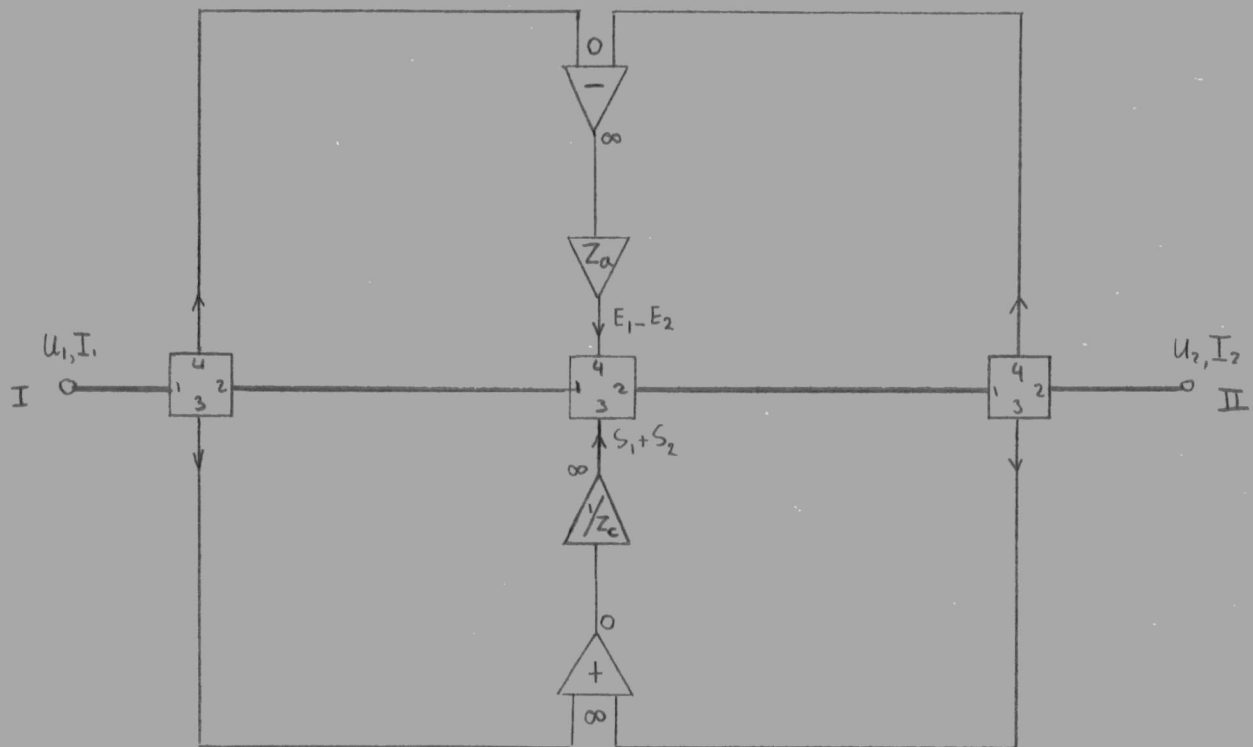


fig.19

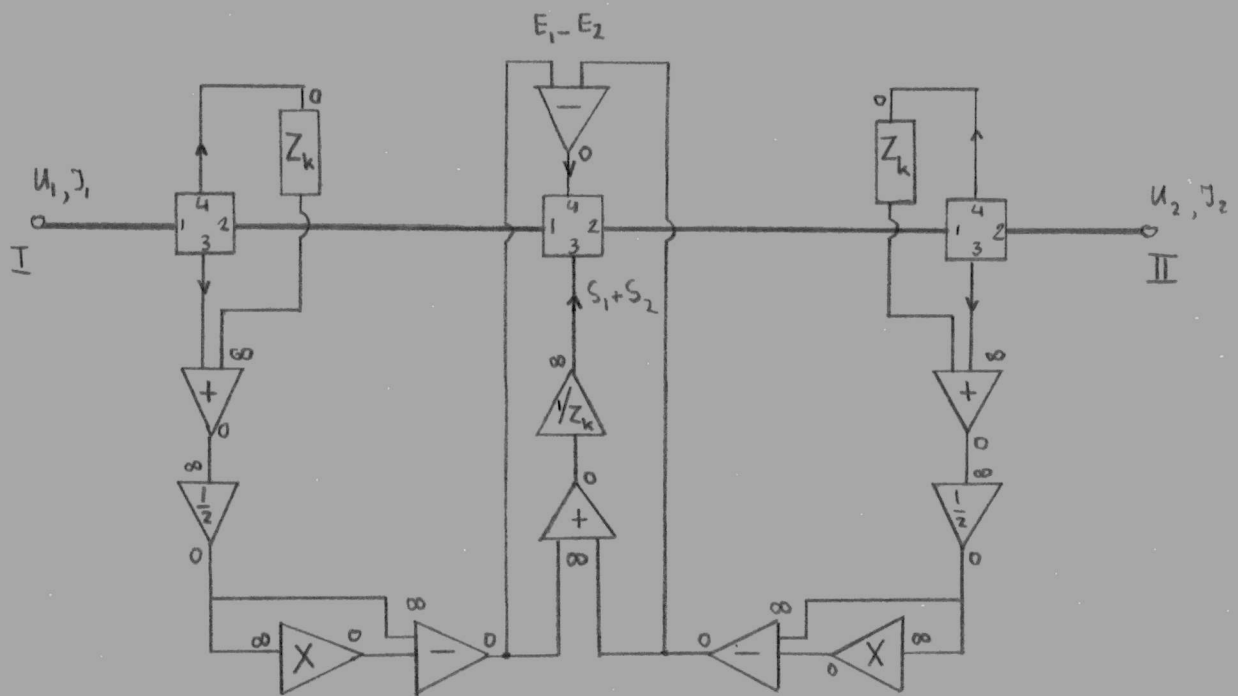
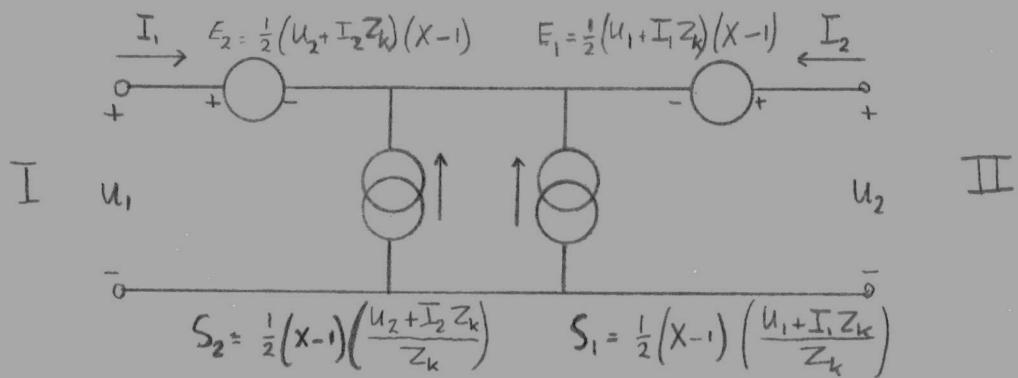


fig.20

IV Stabiliteits beschouwing voor negistor circuits.

Om te onderzoeken in hoeverre de impedanties in de negistorchakelingen exact moeten worden nagebootst, en welke versterking - en daarmee lengten van te ontdeempen kabels- we kunnen halen, beschouwen we een versterkte tweedraads- verbinding: centrale-negistor-kabel-abonnétoestel.

Voor het geval dat de negistor zich op een andere plaats bevindt kan een analoge beschouwing worden opgezet.

De centrale, een spanningsbron E met inwendige impedantie Z_1 , een kabel, met karakteristieke impedantie Z_0 lengte l en overdrachtsconstante γ , en een telefoontoestel met impedantie Z_2 . De versterkingsexponenten van de negistor zijn g_1 en g_2 Neper ($X_1=e^{g_1}$ en $X_2=e^{g_2}$), terwijl de impedanties die de poorten laten zien Z_{nI} en Z_{nII} zijn.

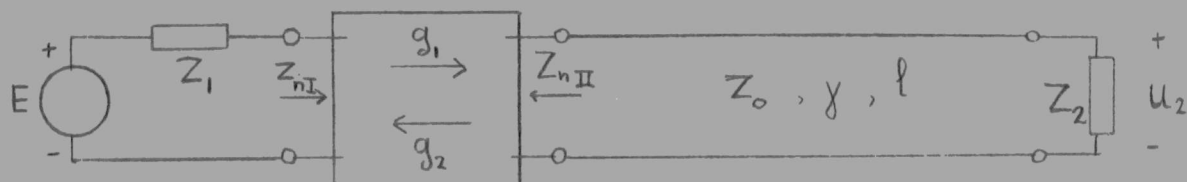


fig.21

Fig.22 geeft het "signal flow graph" voor deze verbinding,

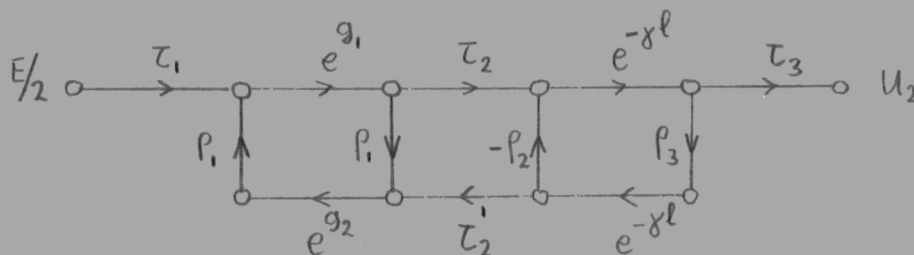


fig.22

met:
$$\tau_1 = \frac{2Z_{nI}}{Z_{nI} + Z_1}, \quad \tau_2 = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{nII}}, \quad \tau_3 = \frac{2Z_2}{Z_0 + Z_2},$$

$$\tau_2' = \frac{2Z_{nII}}{Z_{nII} + Z_0}, \quad \rho_1 = \frac{Z_1 - Z_{nI}}{Z_1 + Z_{nI}}, \quad \rho_2 = \frac{Z_0 - Z_{nII}}{Z_0 + Z_{nII}},$$

$$\rho_3 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad \text{en} \quad \tau_2 \tau_2' + \rho_2^2 = 1.$$

Voor de spanningsoverdracht U_2/E vinden we dan:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2 \tau_3 \cdot e^{-\gamma l + g_1}}{1 - \rho_1 \rho_2 e^{g_1 + g_2} + \rho_2 \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l} - \rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + g_1 + g_2}}$$

Bij de symmetrische negistor is $g_1 = g_2 = g$; stellen we nu voor het gemak ook in het algemene geval $g_1 + g_2 = 2g$, dan volgt:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2 \tau_3 \cdot e^{-\gamma l + g_1}}{1 - \rho_1 \rho_2 e^{2g} + \rho_2 \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l} - \rho_1 \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l + 2g}}$$

Voor stabiliteit van het geheel mag de noemer niet gelijk nul worden.

Ten opzichte van de tweede en vierde term in de noemer, is de derde te verwaarlozen bij redelijk grote kabellengte. De gevaarlijke termen zijn dus:

$$\rho_1 \rho_2 e^{2g} \quad \text{en} \quad \rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + 2g}$$

Bij de symmetrische negistor is ρ_2 klein te houden ($Z_{nII} = Z_k$ goed gelijk aan Z_0 maken), terwijl ρ_1 en ρ_3 groot kunnen zijn. Voor grote γl , dus grote kabellengte en/of hoge demping, is de term $\rho_1 \rho_2 e^{2g}$ de belangrijkste terwijl voor kleine lengte en/of lage demping, de term $\rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + 2g}$ de overhand krijgt. In het laatste geval is het product $\rho_1 \rho_3$ van meer belang dan de exponent.

In fig.23 is de maximaal toelaatbare versterking g_{\max} als functie van γl gegeven. Boven deze grens g_{\max} wordt of $\rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + 2g}$ of $\rho_1 \rho_2 e^{2g}$ gelijk 1, en treedt er instabiliteit op.

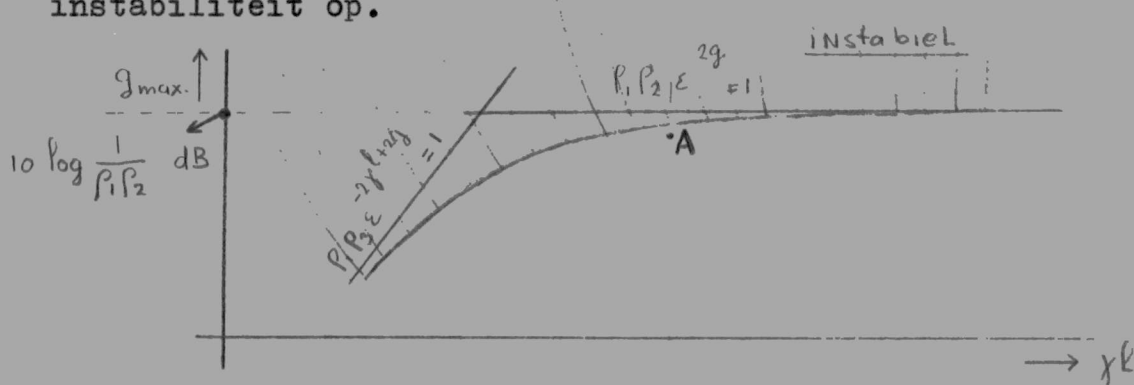


fig.23

De bovengrens wordt bepaald door $g_{\max} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{\rho_1 \rho_2}$ Neper, of $g_{\max} = 10 \log \frac{1}{\rho_1 \rho_2}$ dB., voor het ongunstigste geval; ρ_1 en ρ_2 reëel.

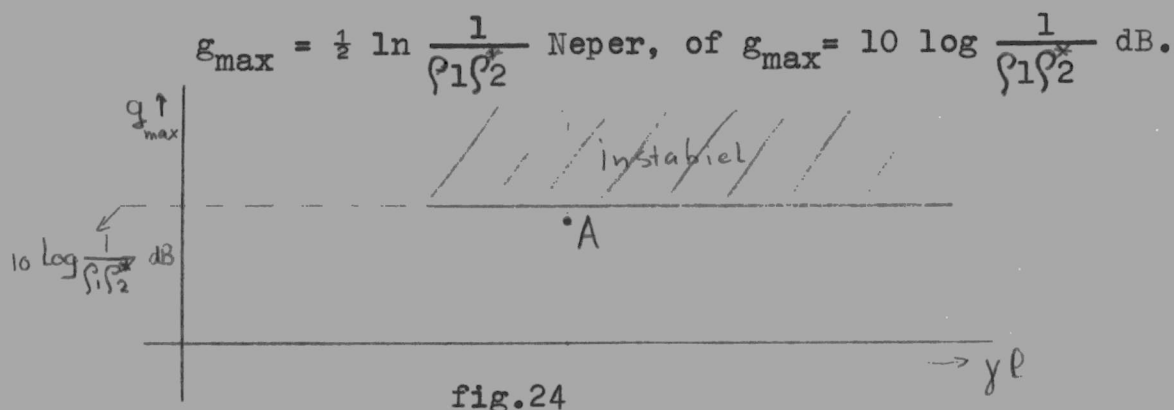
Bij de asymmetrische negistor, waarbij we Z_{nI} nu zo goed mogelijk gelijkmaken aan Z_1 , en Z_{nII} dus ook weer gelijk aan Z_0 , wordt ρ_1 in het algemeen ook kleiner. In fig.23 schuift de grens $10 \cdot \log \frac{1}{\rho_1 \rho_2}$ dan naar boven, m.a.w. we kunnen meer versterking toestaan voordat instabiliteit optreedt. We gaan hierbij wel uit van gevallen waarin Z_1 vrijwel constant is.

Indien we vervolgens niet de Z_{nI} aan de karakteristieke impedantie Z_0 van de kabel proberen gelijk te maken, maar aan de ingangsimpedantie Z_{in} van de met Z_2 afgesloten kabel, dan wordt het geheel veel gunstiger. Uit de berekening, gegeven in appendix D volgt voor redelijk grote demping en/of lengte ($\rho_3 e^{-2\gamma l} \ll 1$) dat:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2^* \tau_3 \cdot e^{-\gamma l + g}}{1 - \rho_1 \rho_2^* \cdot e^{2g}},$$

met $\tau_2^* = \frac{2Z_{in}}{Z_{in} + Z_{nII}}$ en $\rho_2^* = \frac{Z_{in} - Z_{nII}}{Z_{in} + Z_{nII}}$.

We houden als stabititeitsgrens alleen over: (fig.24)



Indien we nu voor een bepaalde γl d.w.z. bepaalde lengte en frekwentie in b.v. punt A zitten, waar we vrijwel g_{\max} als versterking nodig hebben, kunnen we bij verhoging van de frekwentie (γl) de versterking niet meer opvoeren. Dit is echter wel nodig indien we een vlakke amplitude-frekwentiekarakteristiek wensen. Het is daarom dus zaak de reflectiecoëfficiënten ρ_1 en ρ_2 (ρ_2^*) bij de hoogst-voorkomende frekwentie zo klein mogelijk te maken. Bij de lage frekwenties in de telefonieband mogen de impedantienabootsingen dus wel wat minder exact wezen, omdat daar de versterking niet zo hoog behoeft te zijn. In fig.23 geldt dit uiteraard alleen wanneer γl voldoende groot is zodat we alleen met de vlakke bovengrens te maken hebben.

Voorbeeld:

Stel ρ_1 en ρ_2 zijn op z'n ongunstigst 5% d.w.z. de bovengrens wordt $g_{\max} = 10 \log 400 = 26 \text{ dB}$. Voor een b.v. 20 km-0,8 mm. kabel, waarvoor de karakteristieke demping bij 2 kHz. 20 dB. en bij 4 kHz. 26 dB. is, en nog een $\rho_3 = \frac{1}{2}$ (ongunstige afsluiting) zitten we dan al in het gebied van de vlakke bovengrens.

Nl. 2 kHz. $\rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + 2g} = 0,025$ en $\rho_1 \rho_2 e^{2g} = 0,25$
 4 kHz. $\rho_1 \rho_3 e^{-2\gamma l + 2g} = 0,025$ en $\rho_1 \rho_2 e^{2g} = 1$.

Bij 4 kHz. is de zaak al niet stabiel meer; 20 km. is voor de gegeven reflectiecoëfficiënten dus al te lang om volledig te kunnen ontdempen. Aan de exactheid waarmee we de impedanties nabootsen moeten daarom vrij strenge eisen gesteld worden. Vooral de kabelimpedanties leveren wat dat betreft moeilijkheden op, wat uit het volgende hoofdstuk zal blijken.

V Impedantie-nabootsingen.

De impedantie van een afgesloten telefoonkabel, of zijn karakteristieke impedantie is opgebouwd uit oneindig veel elementen; weerstanden, capaciteiten en zelfinducties. Voor de exacte nabootsing over het gehele frekwentiegebied zouden we dus ook zeer veel elementen nodig hebben. Gelukkig behoeven we de nabootsing slechts in zoverre exact te maken, dat voor een gewenst frekwentiegebied (hier de telefonieband) de echodemping ($= 20 \log \left| \frac{1}{\rho} \right|$) voor de impedantie en zijn nabootsing beter dan een bepaald bedrag is; bv. 28 dB. di. $|\rho| = 4\%$. We kunnen dan bv. met 5 elementen volstaan.

Indien de analytische vorm bekend is; dit is het geval voor de karakteristieke impedantie of met een bekende impedantie afgesloten bekende kabel, dan is een analytische nabootsing met een bepaalde nauwkeurigheid mogelijk (litt.4). Dit is echter een zeer omvangrijk werk. Hier is een eenvoudiger methode aangegeven die toch met maar weinig elementen, hoogstens 5, zeer bevredigende resultaten geeft.

We gaan hierbij uit van de polaire figuur van de naboots impedance en gaan deze met behulp van cirkelbogen grafisch benaderen (litt.3).

Fig.25 laat de polaire figuren zien van RC parallel schakelingen, uit welke secties de nabootsing wordt opgebouwd.

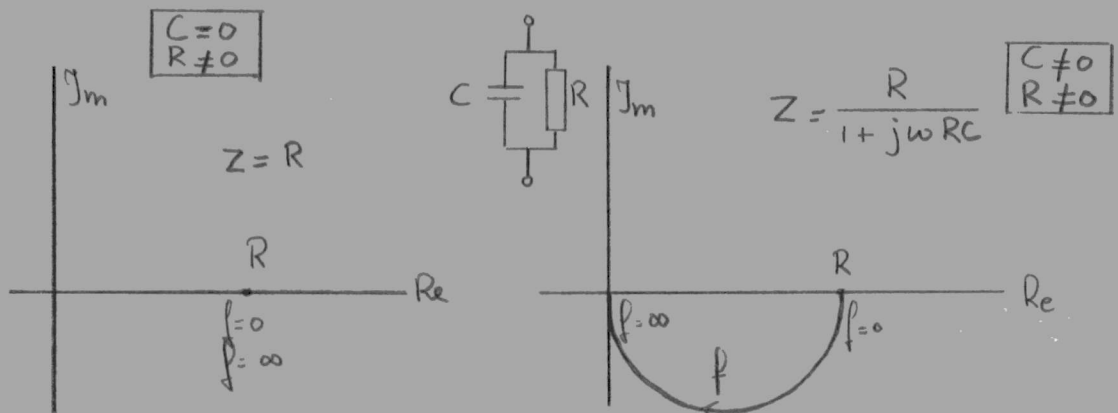
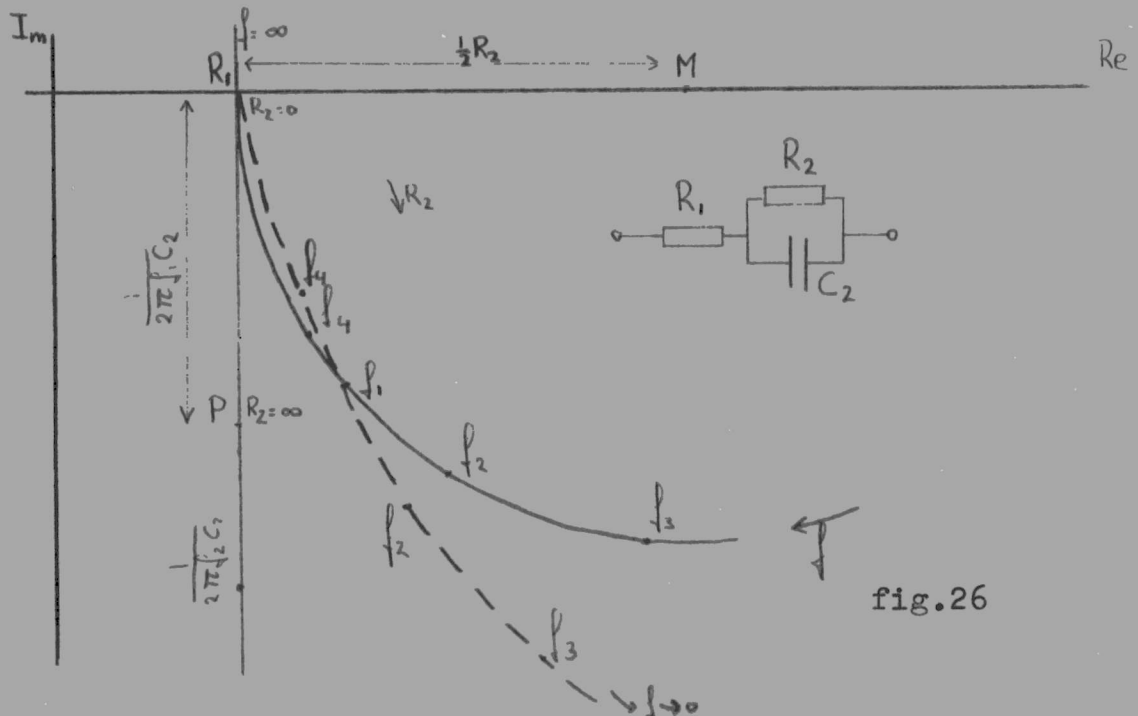


fig.25

Schakelen we enige secties in serie dan vinden we voor een bepaalde frekwentie het punt van de serieschakeling in het complexe vlak door de wijzers van deze secties voor die frekwentie vektorieel op te tellen.

De eerste stap om de oplossing voor een gegeven probleem te vinden is de polaire figuur uit te zetten met daarin ook de frekwentieschaal aangegeven. In fig.26 is dit, als voorbeeld, de streeplijn. Voor frekwentie $f=\omega$ is de impedantie R_1 en reëel. Als eerste sectie van de nabootsing nemen we nu een weerstand R_1 . Vervolgens kiezen we een middelpunt M op de reële as, zodanig dat we een halve cirkel met straal $M-R_1=R_2/2$ kunnen trekken die de polaire figuur het gunstigst benadert. Deze halve cirkel stelt de tweede sectie, R_2C_2 , voor. Om hierop een frekwentieschaal aan te brengen, en daarmee C_2 vast te leggen, gaan we als volgt te werk: Stel voor een frekwentie f_1 willen we de meest exacte nabootsing, dan trekken we langs de verticale lijn door R_1 een halve cirkel door f_1 . De middellijn van deze cirkel, lengte R_1P , is nu gelijk aan $1/2\pi f_1 C_2$ waaruit we C_2 kunnen bepalen. Andere cirkels voor andere frekwenties geven dan steeds als snijpunten met de benaderende kromme de frekwentieschaal hierop. Dit zijn cirkels voor vaste C en vaste frekwentie en met variërende R. $R=0$ voor het bovenste, $R=\infty$ voor het onderste punt. Het een en ander blijkt duidelijk uit fig.26.



Hierin kan nu bv. voor het frekwentiegebied f_2 tot f_4 de echodemping beter dan 30 dB. zijn.

Deze benadering met 2 secties waarin 3 elementen, kan in bepaalde gevallen reeds voldoende zijn, zoniet dan moeten nog meer secties worden toegevoegd. De constructie wordt dan moeilijker omdat de invloed van de ene sectie doorwerkt in het resultaat van de andere. Praktisch blijkt het niet mogelijk met meer dan 5 elementen, 3 secties, te werken. Ook heeft het al in verband met de nauwkeurigheid van de grafische constructie weinig zin meer secties te nemen. Hoe een nabootsing met 3 secties in elkaar zit, laat het voorbeeld van fig.27 zien.

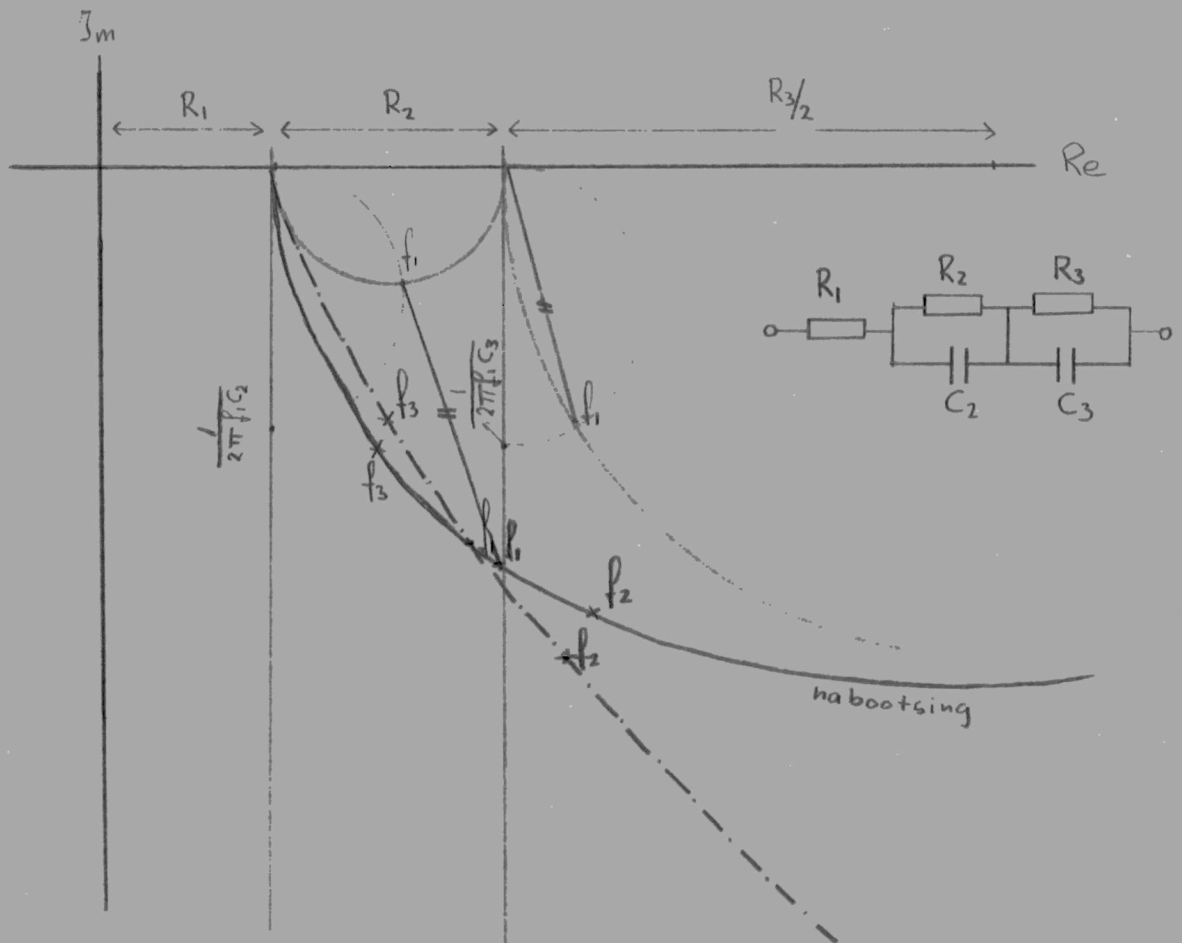


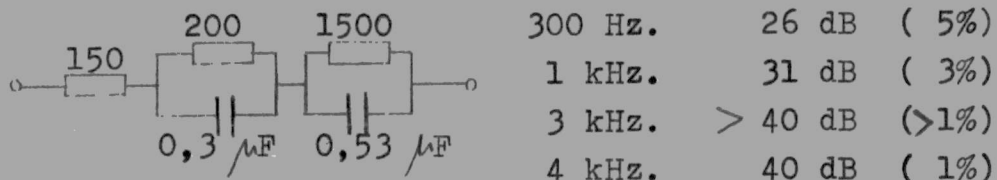
fig.27

In fig.28 en fig.29 zijn twee nabootsingen gemaakt; resp. voor de karakteristieke impedantie en voor de ingangs-impedantie van een met $600\ \Omega$ afgesloten 14 km. lange kabel. Deze kabel die op het laboratorium voorhanden is, in de vorm van 9 km. echte en ook als 14 km. kunstkabel, heeft devolgende gegevens:

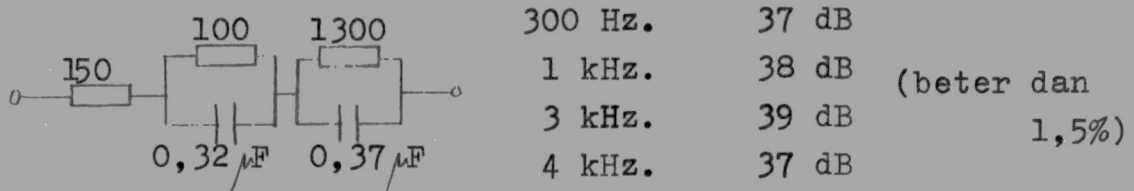
aderdiameter 0,8 mm.
 $R= 67\ \Omega/\text{km}.$
 $C= 36\ \text{nF}/\text{km}.$
 $L=0,8\ \text{mH}/\text{km}.$

De echodemping, gemeten met een transformator meetbrug (Siemens: 9Rel3R 214m) is voor enige frekwenties als volgt:

Karakteristieke impedantie:

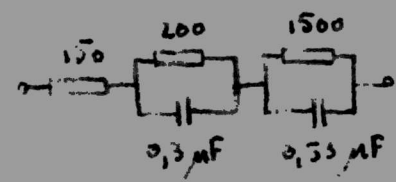


14 km. kabel met 600 afgesloten:



Hoewel op analytische wijze de nauwkeurigheid (ook voor 5 elementen) wel op te voeren zal zijn, is deze methode echter snel en eenvoudig van uitvoering. Zoals we in hst.IV bij de stabiliteitsbeschouwing reeds hebben gezien is deze nauwkeurigheid al meer dan voldoende om 14 km. volledig te kunnen ontdempen.

N.B. Op de plaats waar een negistor dient te worden geïnstalleerd, is het verder ook mogelijk op zeer eenvoudige wijze de impedanties af te regelen met behulp van blokspanningen. (verder blz.31)



Kar. imp. 0,8 nn kabel.

Fig 28.

nabootsing

Kar. imp.

(2) → P_c

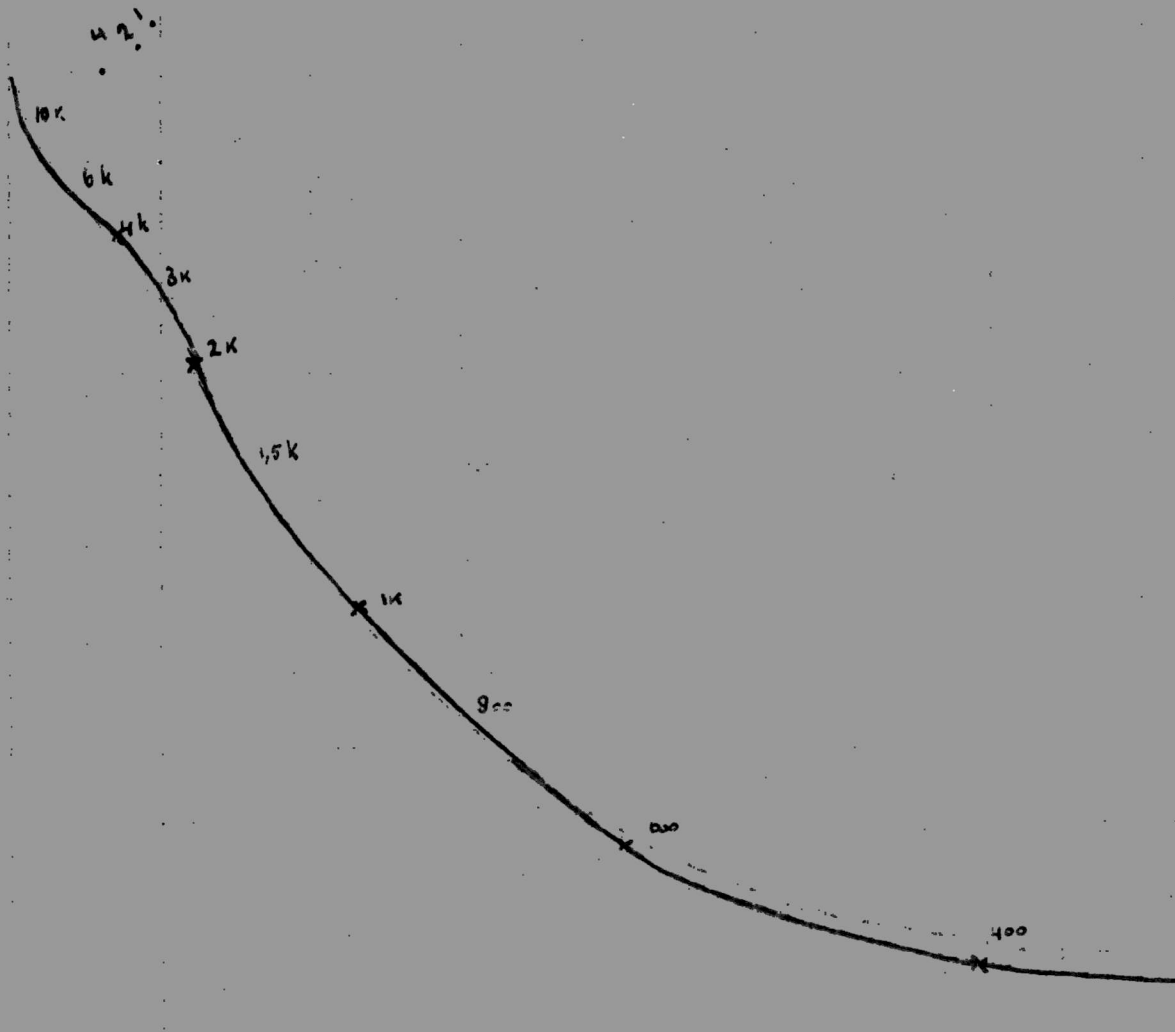
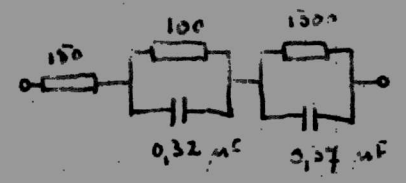


Fig. 29



14 km, 0,8 mm Kabel
600 2 uF, Leistung

Hubotsing

(2)
1
4
-)-

Hiertoe wordt een blokspanningsgenerator met twee gelijke weerstanden op zowel de na te bootsen als de nagebootste impedantie zelf aangesloten. fig.30.

De spanningsvormen op A en B worden vervolgens met behulp van een tweestraals oscilloscoop gelijkgesteld door de elementen van de nabootsing af te regelen.

Deze "trial and error" methode is met redelijk succes toegepast op 9 km.kabel met 600Ω afsluiting. De nabootsing bestond evenals bij de grafische methode uit 3 RC secties (5 elementen). De beste resultaten worden verkregen met twee verschillende frekwenties van de blokspanning, nl. 300 Hz en 1,5 kHz.

De echodemping die hiermee, na zorgvuldig afregelen, gehaald is, is beter dan 25 dB, overeenkomend met een reflectiecoëfficiënt van 6%, voor de frekwentieband van 300 Hz tot 4kHz.

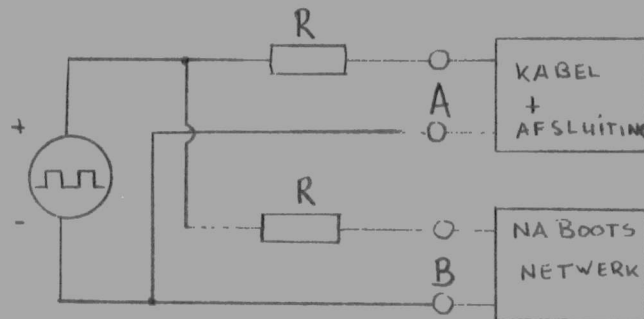


fig.30

VI Toegepaste versterkers.

In hoofdstuk III hebben we gezien dat we voor de diverse configuraties kunnen volstaan met asymmetrische (in- en uit-gang hebben één gemeenschappelijke tevens voedings klem) stroomversterkers en spanningsversterkers met een differentie-ingang en een asymmetrische uitgang (één klem aan de voeding).

De berekening van de versterkers zal hier niet worden gegeven; zie daarvoor litt.5 en 8.

1 Stroomversterker.

Fig.31 geeft het principe schema van de stroomversterker. Een gearde basisschakeling geeft met de tegenkoppeling een ingangsimpedantie kleiner dan 1Ω terwijl de uitgangsimpedantie ongeveer $125\text{ k}\Omega$ is. Met de regelbare tegenkoppeling is de versterking tussen $\frac{1}{2}$ en 3 maal in te stellen. De amplitude-frekwentie karakteristiek is recht van 3 Hz. tot 500 kHz. (3 dB punten). De fazedraaiing wordt bij deze frekwenties resp. 10 en 30 graden. Al hetvoorgaande is gemeten bij een stroomversterking $A_i=1$.

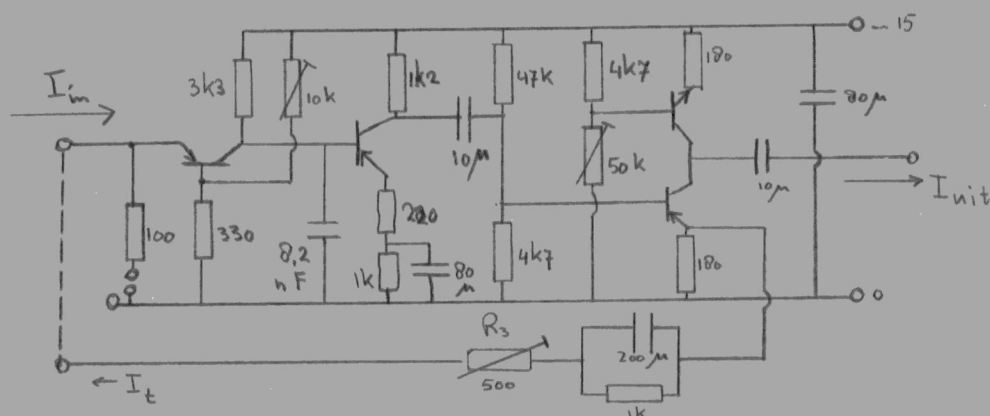


fig.31

Appendix A geeft de aansluitgegevens van de printplaat-connectors, met verdere gegevens betreffende voeding en uitsturing.

2 Spanningsversterker.

Het schema van de spanningsversterker is in fig.32 gegeven.

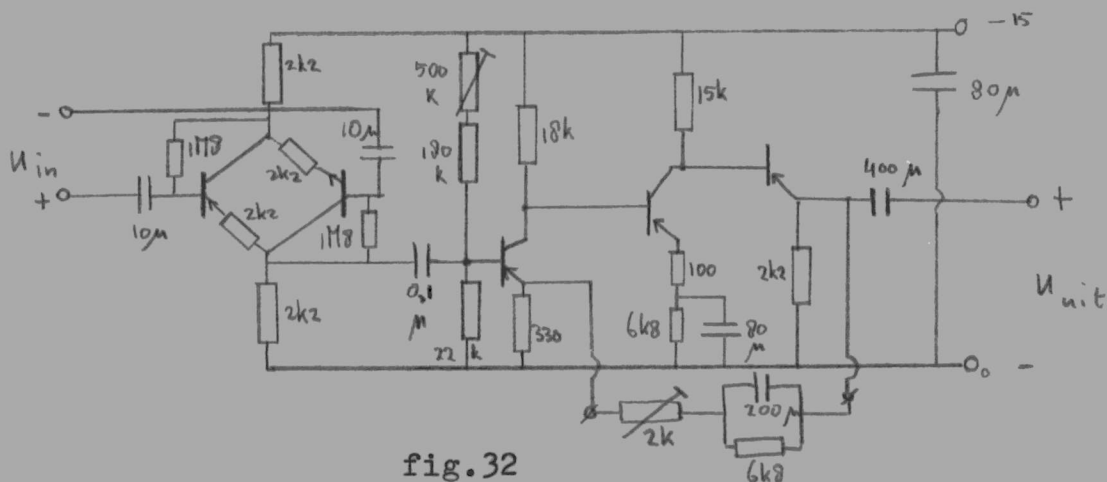


fig.32

De differentie-ingangstrap heeft een impedantie t.o.v. massa (voedingslijn) van $450\text{ k}\Omega$ voor iedere ingangsklem; dus aan de differentie-ingang $900\text{ k}\Omega$. De uitgangsimpedantie van de nog tegengekoppelde emittervolger bedraagt minder dan 1Ω . De amplitude-frekwentie karakteristiek is recht van 60 Hz . tot 500 kHz . (3 dB punten) terwijl de fazedraaing bij deze frekwenties resp. 0 en 15 graden bedraagt. Al het voorgaande is gemeten bij een spanningsversterking $A_V=1$.

De openlusversterking is ongeveer 1000 maal terwijl met de aangegeven tegenkoppeling de versterking tussen $1/3$ en $2\frac{1}{2}$ is in te stellen.

De spanningsversterkers zijn aan de laagfrekwent kant opzettelijk slechter gemaakt, door de koppelcondensator tussen de differentietrap en de volgversterker te verkleinen tot $0,1\text{ }\mu\text{F}$. Met de originele $10\text{ }\mu\text{F}$ lag het 3 dB punt bij ca. 5 Hz . Vanwege de daarmee optredende zeer laagfrekwent terugkoppeling via de voeding (waarschijnlijk) was het dan echter niet mogelijk de gebouwde schakelingen stabiel te krijgen.

Tevens bleek het noodzakelijk voor de stabiliteit zowel de stroom- als spanningsversterkers ieder afzonderlijk een aparte voedingsontkoppeling te geven. Deze bestaat uit één enkel RC lid. De voedingsspanningen moesten hierdoor van 15 naar 20 volt worden verhoogd.

Appendix B geeft verdere gegevens omtrent de printvoet aansluitingen etc.

3 Tegenkoppelnetwerken t.b.v. het kabeldempingsverloop.

De versterkers in de negistorschakelingen die voor de uiteindelijke versterking zorgen, met X_1 en X_2 aangeduid in fig.13, dienen sterk frekwentie afhankelijk te zijn opdat de frekwentie karakteristiek voor de verbinding vlak is. Een negistorversterkings karakteristiek, complementair aan die van de kabeldemping $e^{-\alpha l}$ is niet voldoende. Voor de transductordemping van het geheel geldt dat deze gelijk is aan de karakteristieke demping vermeerderd met de aanpassingsdemping. Er is altijd een aanpassingsdempings bijdrage aangezien er altijd de niet aangepaste overgang kabel-afsluitimpedantie in de verbinding zit.

$$a_{tr} = a_{kar} + 20 \log \left| \frac{1}{\tau} \right|$$

Voor de twee transmissierichtingen is deze demping echter verschillend; zie fig.33. De bron en afsluitimpedanties zijn gelijk aan R_1 .

De aanpassingsdempingstermen verschillen sterk door de frekwentie afhankelijkheid van Z_0 , bv. bij 3,5 kHz ;

$$20 \log \frac{Z_0 + R_1}{2Z_0} = +3,3 \text{ dB} \quad \text{en} \quad 20 \log \frac{Z_0 + R_1}{2R_1} = -3,0 \text{ dB}$$

voor 0,8 mm kabel en $R_1 = 600 \Omega$.

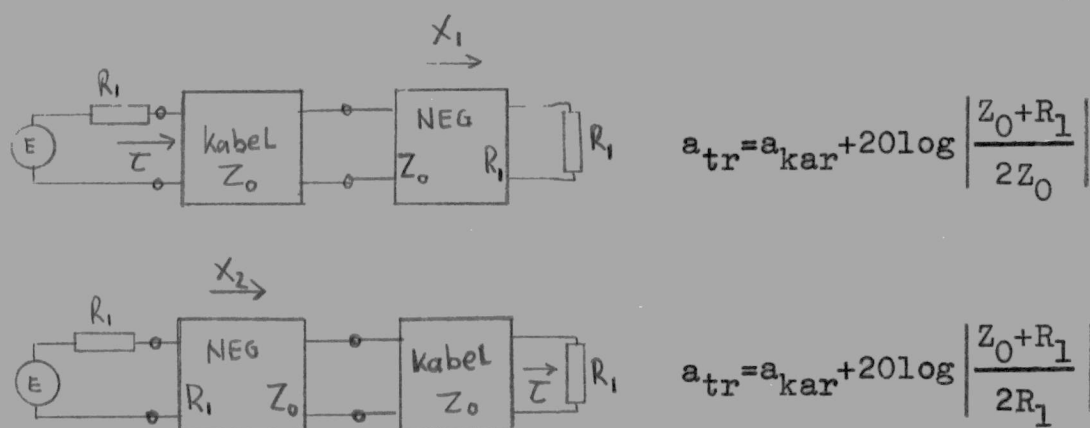


fig.33

Uit de kabelgegevens van de 0,8 mm kabel (zie hiervoor oa. litt.6) zijn de transductordempingskarakteristieken van fig.34 samengesteld. De bron en afsluit-impedanties zijn beiden 600Ω . Het zijn dus eigenlijk de dempingskarakteristieken voor de verbinding centrale-negistor-kabel-afsluiting, voor het geval de de versterking van de negistor voor beide richtingen één is.

Om de versterking X van de X-versterkers een frekwentie karakteristiek te geven die de karakteristieke plus aanpassingsdemping compenseert, kunnen we in de tegenkoppelweg een netwerkje opnemen met het dempingverloop als in fig.34; dit voor 14 km kabel.

Vanwege de grote openlusversterking van de spanningsversterker wordt met tegenkoppeling de versterking $X=1/\beta$ met β de tegenkoppelfactor.

Met één pool en één nulpunt, dus met een eenvoudig netwerkje, zijn de dempingskrommen te benaderen ; zie fig.35 en 36.

$$\frac{U_t}{U_{uit}} = \beta = \frac{j\omega R_2 C + 1}{j\omega (R_1 + R_2) C + 1}$$

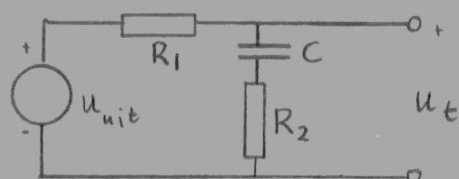
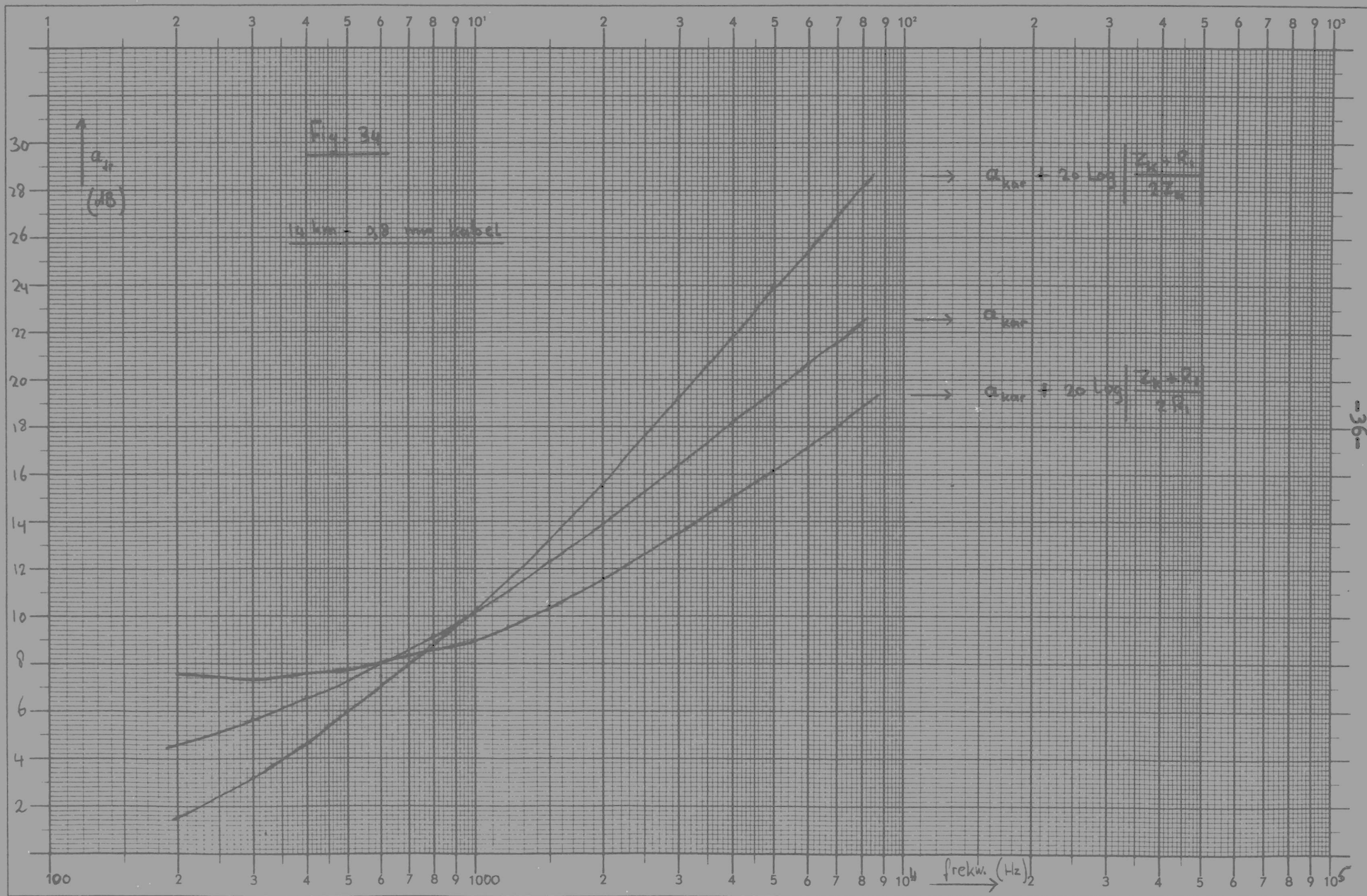


fig.35



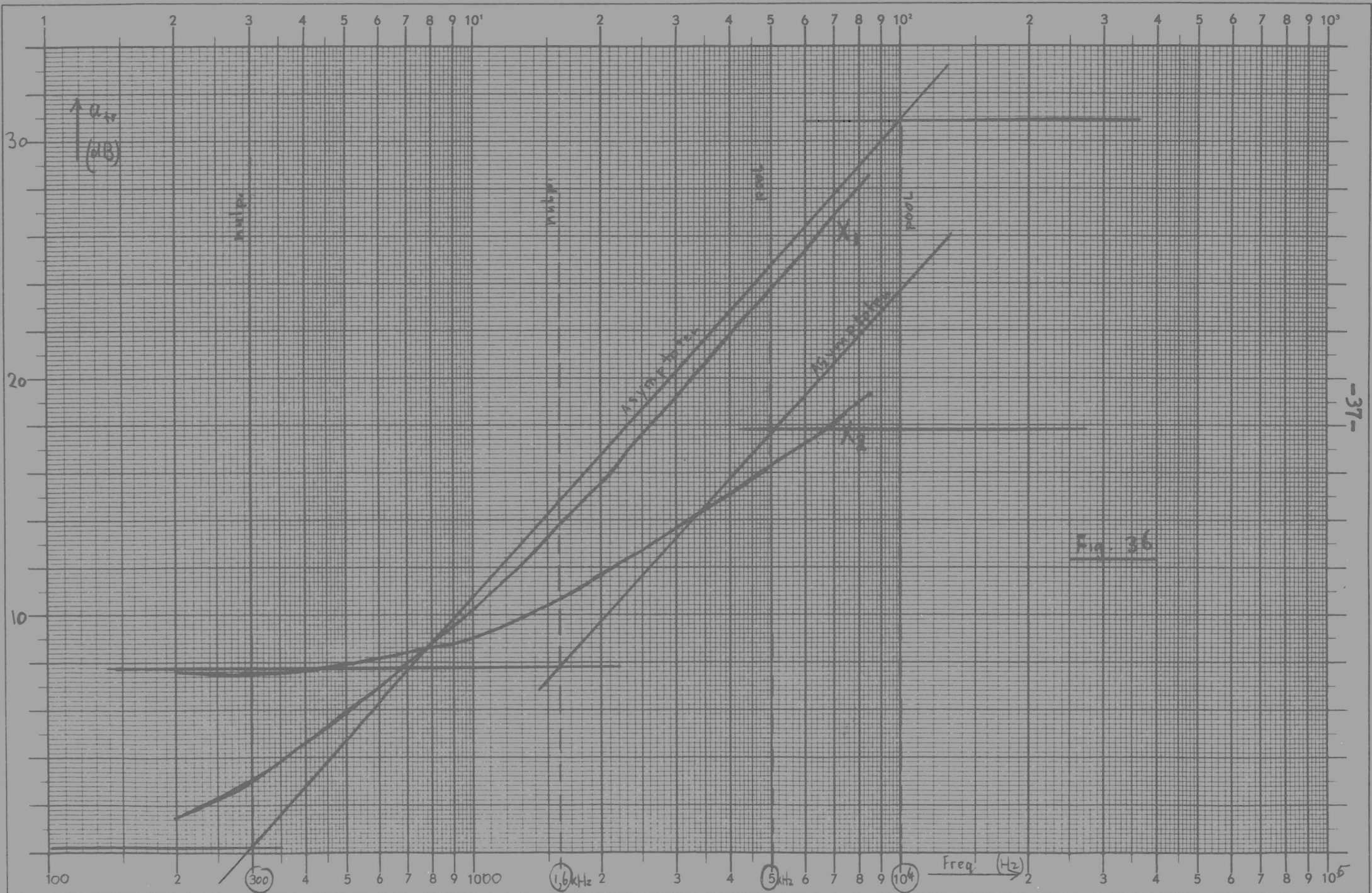


Fig. 36

Voor de X_1 versterker:

nulpunt: 300 Hz.; $\tau_1 = 0,53$ msec.

pool: 10 kHz.; $\tau_2 = 0,016$ msec.

volgt uit: $(R_1 + R_2)C = \tau_1 = 0,53 \cdot 10^{-3}$ }
 $R_2 \cdot C = \tau_2 = 0,016 \cdot 10^{-3}$ }

dat: $C = 1,64 \mu\text{F},$
 $R_1 = 315 \Omega,$
 $R_2 = 10 \Omega.$

Voor de X_2 versterker:

nulpunt: 1,6 kHz.; $\tau_1 = 0,1$ msec.

pool: 5 kHz.; $\tau_2 = 0,032$ msec.

volgt uit $(R_1 + R_2)C = \tau_1 = 0,1 \cdot 10^{-3}$ }
 $R_2 \cdot C = \tau_2 = 0,032 \cdot 10^{-3}$ }

dat: $C = 0,22 \mu\text{F},$
 $R_1 = 300 \Omega,$
 $R_2 = 145 \Omega.$

R_1 is steeds op ongeveer 300Ω gehouden; dit in verband met de uitsturing van de uitgang van de spanningsversterker.

Zonder meer zijn deze netwerken niet in de tegenkoppeling te hangen aangezien de tegenkoppelingang te laagohmig is (330Ω). Daarmee zouden we de netwerken te laag afsluiten. Een lager impedantieniveau van deze netwerken kunnen we niet kiezen om bovengenoemde uitstuur reden. Om nu geen transformatoren te hoeven toepassen is een emittervolger als impedantie transformator tussengeschakeld; fig. 37. Dit lijkt zeer vreemd, een actief element in een tegenkoppeling, doch de schakeling bleek volkomen stabiel, ook wat de gelijkstroomtegenkoppeling betreft.

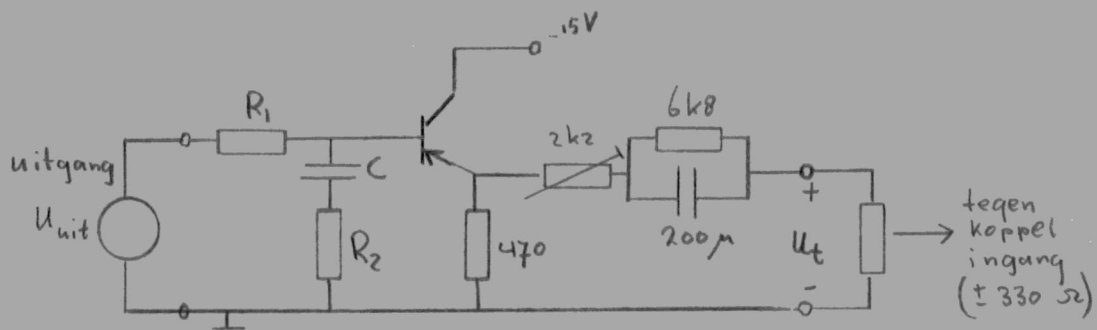


fig.37

Deze berekende dempingsnabootsing is voor het aangenomen geval dat alle aanpassingen, voor zover mogelijk, ideaal zijn. In de praktijk zullen behalve de transmissiecoëfficiënten voor de overgang kabel-afsluiting nog andere kleine bijdragen, van onvolkomen aanpassingen en reflecties, aan de transductordemping worden toegevoegd. Het is daarom makkelijker R_1 en R_2 evenals R_3 (voor het totale niveau) variabel uit te voeren, waarmee dan nog enige correctie mogelijk is. Tevens kunnen dan iets andere lengten en indien gewenst netto versterkingen worden ingesteld.

Appendix C geeft de printvoetaansluitgegevens etc.

VII Resultaten en conclusies.

Naast de asymmetrische negistor is een impedantie-transparante versterker gebouwd volgens fig.10, 17 en 18.

Bij een ingestelde versterking van 9 dB is met een Siemens transformatorbrug de echodemping van de ingangsimpedantie t.o.v. de afsluiting (ook voor de andere richting; verzwakking 9 dB) gemeten. Voor allerlei afsluitimpedanties, RC parallelschakelingen (R van $50\ \Omega$ tot $1\ k\Omega$ en C van 0 tot $1\ \mu F.$), was de echodemping voor het frekwentiegebied van 250 Hz tot 70 kHz overal beter dan 30 dB. Dit komt dus overeen met een reflectiecoëfficiënt met een modulus van ca.3%.

Met de asymmetrische negistor is zowel met nabootsing van de karakteristieke impedantie, als met nabootsing van de ingangsimpedantie van 14 km kabel afgesloten met 600 ohm, een stuk van 14 km kabel ontdempt. Het is daarbij nog mogelijk een netto versterking van 2 dB in te stellen. De frekwentiekarakteristiek loopt hierbij recht binnen 1 dB van 250 Hz tot 5 kHz, dus ruim de telefonie spraakband. Dit komt voor de negistor neer op een versterking van 17 dB bij 3 kHz en 22 dB bij 4 kHz. Het geheel blijft hierbij volkomen stabiel, wat ook nog het geval is indien van de 14 km kabel met 600 ohm afsluiting de impedantie niet op de grafische wijze, doch eenvoudig met behulp van een blokspanning volgens de "trial and error" methode (blz.30, 31) wordt nagebootst. Met de ca. 6% voor de reflectiecoëfficiënten die we hiermee kunnen behalen, moet volgens Hst.IV deze versterking ook inderdaad nog ruim te halen zijn. Deze methode heeft uiteraard het grote voordeel dat ter plaatse van installatie de impedanties afgeregeld kunnen worden.

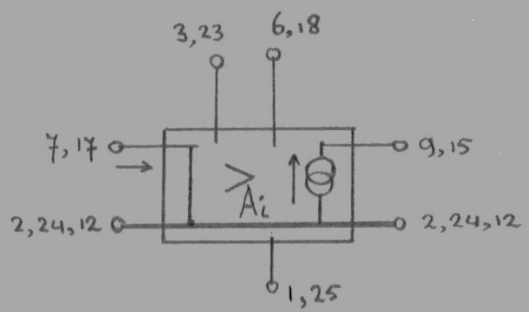
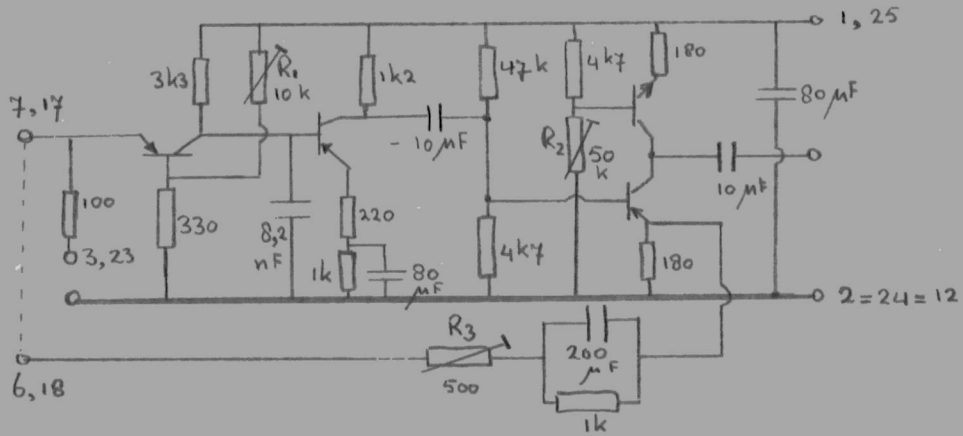
Bij de metingen hebben we voor de bron-en afsluit impedanties Z_1 en Z_2 steeds constante reële weerstanden van 600 ohm genomen. In de praktijk is het echter maar zeer de vraag of deze impedanties steeds dezelfde waarde houden. De impedantie van een abennéetoestel bv. schommelt tussen de 500 en 800 ohm (praktisch reëel). Indien de negistor zich aan de andere kant bevindt is deze onzekerheid niet zo erg; de impedantie aan de centrale kant is dan belangrijker. Deze behoeft nl. ook alles-behalve constant te zijn.

Ditzelfde probleem treedt echter in dezelfde mate op bij de klassieke tweedraadsversterker met vorktransformatoren. Of in het systeem een dergelijke versterker of een hierbeschreven negistar wordt toegepast maakt dus wat stabiliteit betreft niet uit; impedantie regelingen en versterkingsinstellingen zijn dezelfde. De nadelen van de vroegere typen negistoren t.a.v. de stabiliteit vervallen hierbij dus grotendeels, terwijl de typische negistorvoordelen blijven.

De hier ontworpen schakelingen zijn zeer ingewikkeld van uitvoering en uiteraard geen ontwerpen om in de praktijk te worden toegepast. Alleen de realisatiemogelijkheid van diverse versterkers is hiermee aangetoont.

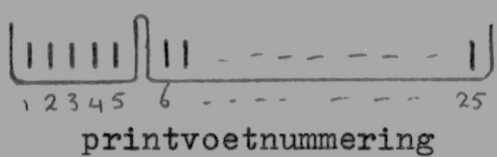
Appendix A

Stroomversterker schema, printvoetaansluiting en gegevens.



transistoren: P.N.P: 2N3706
N.P.N: 2N3704

De nummers bij de aansluitpunten komen overeen met de nummering op de printvoet.



Op één printplaatje zijn steeds twee complete stroomversterkers gemonteerd; vandaar de dubbele nummering, b.v. 7,17. De eerste steeds geldend voor de ene, de tweede voor de andere versterker.

Punt 3 (23), dient voor een eventuele sturing uit een stroomtransformator. Bij normaal gebruik van de versterker is dit punt met 2=24=12 doorverbonden.

Punt 6 (18) is rechtstreeks met de ingang verbonden indien de aangegeven tegenkoppeling gebruikt wordt. Verder is het mogelijk hier een ander terugkoppelnetswerk tussen te schakelen.

Elektrische gegevens:

Versterking A_i met de aangegeven tegenkoppeling, instelbaar met R_3 , van $\frac{1}{2}$ tot 3 maal.

Ingangsimpedantie, kleiner dan 1 ohm. }
Uitgangsimpedantie, 125 k.ohm. } met $A_i=1$

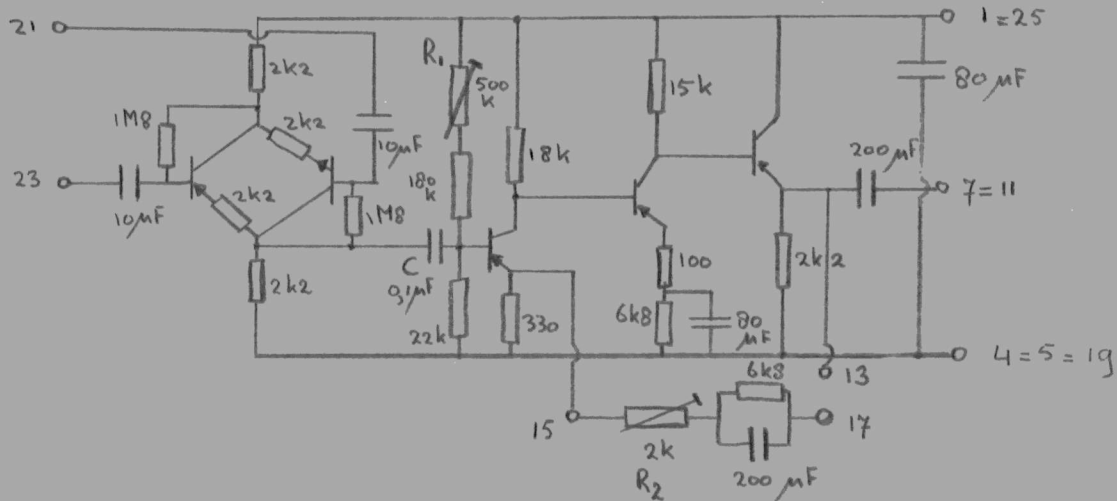
Maximale uitsturing, $\hat{i}=2\text{mA}$.

Frekwentiekarakteristiek ($A_i=1$), 3 Hz. tot 500 kHz. (3 dB).

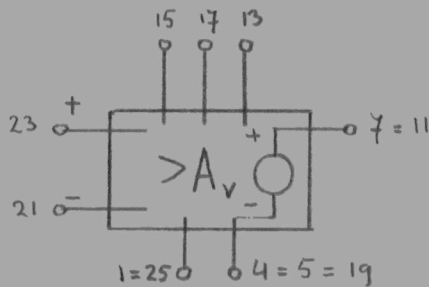
Gelijkstroomvoeding, 15 mA. , 15 V.

Appendix B

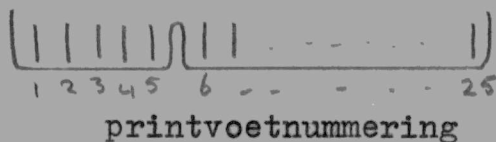
Spanningsversterker schema, printvoetaansluiting en gegevens.



transistoren: p.n.p: 2N3706
n.p.n: 2N3704



De nummers bij de aansluitingen komen overeen met de nummering op de printvoet.



Per printplaatje is steeds één complete spanningsversterker gemonteerd.

Door de punten 13 en 17 door te verbinden is de aangegeven tegenkoppeling in de lus geschakeld. Andere tegenkoppelnetswerken kunnen tussen 13 en 15 worden aangesloten.

In de meeste gevallen kan punt 13 als uitgang worden gebruikt. Kan dit niet i.v.m. de gelijkspanningscomponent dan 7 (=11) nemen. De uitgangsimpedantie wordt dan voor zeer lage frekwenties wat minder laag.

Elektrische gegevens:

Openlusversterking, $A_v=1000$ (van de versterker zonder de differentie-ingang is dit 3000).

Versterking A_v met de aangegeven tegenkoppeling, instelbaar met R_2 , van $\frac{1}{3}$ tot $2\frac{1}{2}$ maal.

Ingangsimpedantie v.d. differentie-ingang (21,23), 900 k.ohm

Uitgangsimpedantie, kleiner dan 1 ohm.

(Impedanties gemeten bij $A_v=1$).

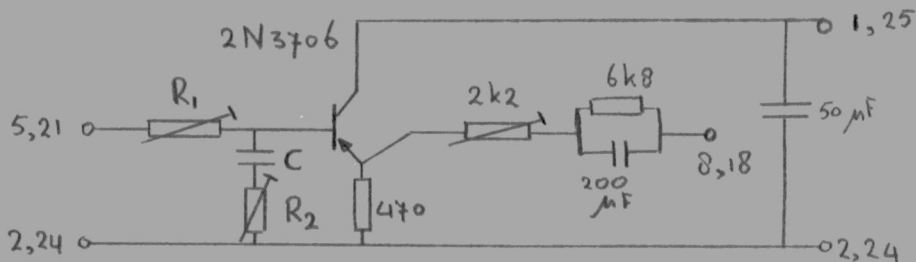
Maximale uitsturing, $\hat{u}=1$ V.

Frekwentiekarakteristiek ($A_v=1$), 60 Hz. tot 500 kHz. (3 dB)

Gelijkstroomvoeding, 8 mA., 15 V.

Appendix C

Tegenkoppelnetwerken voor de X-versterkers schema, printvoetaansluiting en gegevens.



De nummering van de aansluitklemmen komt weer overeen met die van de printvoetconnector.

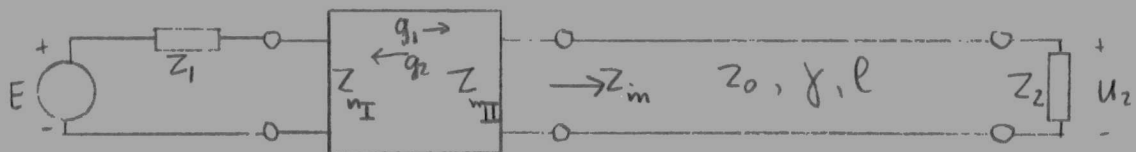
Steeds twee dergelijke schakelingen zijn op één printplaatje gemonteerd.

Met R_1 , R_2 , en C wordt de vorm van de frekwentiekarakteristiek ingesteld, met R_3 het totale niveau van de versterking. De condensatoren C zijn vast, R_1 en R_2 variabel om kleine correcties te kunnen uitvoeren (voor kabellengtes variërend van ca.10 tot 16 km.).

De benodigde voedingsspanning bedraagt 15 V.

Appendix D

Overdrachtsfunctie van een op Z_{in} afgeregelde negistor impedantie.



Hoe wordt de ovrdracht U_2/E in het bovengeschetste geval, indien Z_{nII} nu niet gelijk aan Z_0 wordt gemaakt, maar aan de ingangsimpedantie Z_{in} van de kabel (Z_0, γ, l) die met Z_2 is afgesloten?

We gaan voor de afleiding uit van de overdrachtsfunctie, berekend uit het "signal flow graph" van Hst.IV, fig.22.

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2 \tau_3 \cdot e^{-\gamma l + g_1}}{1 - \rho_1 \rho_2 \cdot e^{2g} + \rho_2 \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l} - \rho_1 \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l + 2g}} \quad (1)$$

Voor de ρ 's en de τ 's geldt dezelfde normale notatie. De ingangsimpedantie van de met Z_2 afgesloten kabel-lengte l , is:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 - \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l}}{1 + \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l}},$$

$$\text{of } Z_0 = Z_{in} \frac{1 + \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l}}{1 - \rho_3 \cdot e^{-2\gamma l}}$$

Substitueren we deze Z_0 vervolgens in:

$$\rho_2 = \frac{Z_0 - Z_{nII}}{Z_0 + Z_{nII}} \quad \text{en} \quad \tau_2 = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{nII}} ;$$

$$\rho_2 = \frac{(Z_{in} - Z_{nII}) - (Z_{in} + Z_{nII}) \cdot \rho_3 e^{-2\gamma l}}{(Z_{in} + Z_{nII}) - (Z_{in} - Z_{nII}) \cdot \rho_3 e^{-2\gamma l}} \quad \text{en}$$

$$\tau_2 = \frac{2Z_{in} \cdot (1 - \rho_3 e^{-2\gamma l})}{(Z_{in} + Z_{nII}) - (Z_{in} - Z_{nII}) \cdot \rho_3 e^{-2\gamma l}}$$

Definiëren we nu analoog aan de notaties voor ρ_2 en τ_2 , maar nu met Z_{in} i.p.v. Z_0 :

$$\rho_2^* = \frac{Z_{in} - Z_{nII}}{Z_{in} + Z_{nII}} \quad \text{en} \quad \tau_2^* = \frac{2Z_{in}}{Z_{in} + Z_{nII}}, \quad \text{dan volgt}$$

$$\rho_2 = \frac{\rho_2^* - \rho_3 e^{-2\gamma l}}{1 - \rho_3 \rho_2^* e^{-2\gamma l}} \quad \text{en} \quad \tau_2 = \frac{\tau_2^* \cdot (1 - \rho_3 e^{-2\gamma l})}{1 - \rho_3 \rho_2^* e^{-2\gamma l}} .$$

Substitutie en uitwerking in (1) geeft dan als resultaat:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2^* \tau_3 e^{-\gamma l + g l} (1 - \rho_3 e^{-2\gamma l})}{1 - \rho_1 \rho_2^* e^{2g} - (\rho_3 e^{-2\gamma l})^2 + \rho_1 \rho_2^* \rho_3 e^{-4\gamma l + 2g}}$$

Voor een kabel met redelijke lengte en daarmee een zodanige demping dat $\rho_3 e^{-2\gamma l} \ll 1$, zijn enige termen te verwaarlozen, zodat we overhouden:

$$\frac{U_2}{E} = \frac{\frac{1}{2} \tau_1 \tau_2^* \tau_3 \cdot e^{-\gamma l + g l}}{1 - \rho_1 \rho_2^* e^{2g}} \quad \text{met als enige gevaarlijke term t.a.z van de stabiliteit} \\ \rho_1 \rho_2^* e^{2g} .$$

Litteratuurlijst.

- 1 Grewe Ein Zweidrahtverstärker mit negativen
Widerständen. N.T.Z. Heft 11 1955.
- 2 Bolle Stabilitéit van negistoren.
PTT-bedrijf jan.1963
- 3 van Wynen Design of two-terminal balancing networks.
B.S.T.J 1942-43.
- 4 Brune Synthesis of a finite two-terminal netw..
Journal of Math. and Physics. 1931
- 5 Visser Afstudeerverslag.
1966.
- 6 Schroten Afstudeerverslag.
1963.
- 7 de Graaf Taakverslag.
1967.
- 8 Planjer Taakverslag.
1966.