

Het ontwerp van een drie-krings-middenfrequentbandfilter

door R. J. L. Bosselaers en J. Roorda

Summary

The design of a triple-tuned band-pass filter for an i.f. amplifier of a radio receiver, with the three circuits tuned to the i.f., is considered from different points of view. First with regard to symmetry of the band-pass curve, secondly with regard to the shape of that curve and thirdly with regard to the amplification at the resonant frequency.

From the possible shapes of the band-pass curve the one with one peak only is selected and discussed in detail. For this type of curve the design formulas are derived and worked out with a view on the practical realization of the filter.

Finally two examples are worked out, one for a filter with constant bandwidth, the other for a filter with variable bandwidth but with restricted change of amplification when the bandwidth is varied.

1. Inleiding.

In de middenfrequent-versterkers voor radio-ontvangtoestellen voor omroepontvangst worden als overdrachts-vierpolen tussen de versterkbuizen meestal bandfilters gebruikt, bestaande uit gekoppelde kringen, die alle op de middenfrequentie zijn afgestemd. Door geschikte keuze van de koppelingsgraad tussen de kringen en de dempingen van die kringen wordt dan een gunstige vorm van de resonantiekromme van het bandfilter bewerkstelligd, b.v. de vorm met een zo groot mogelijke topbreedte en een zo steil mogelijk verloop van de flanken. Op welke wijze een en ander bij twee-kringsbandfilters wordt verwezenlijkt, is uit talrijke publicaties genoegzaam bekend.

Weliswaar bestaat er over drie-kringsbandfilters een tamelijk uitgebreide literatuur, maar deze beweegt zich in hoofdzaak op het gebied van algemeen theoretische beschouwingen. Natuurlijk

*) Radiolaboratorium Van der Heem N.V., Den Haag.

kunnen daaruit voor specifieke gevallen regels worden afgeleid voor het praktische ontwerpen van dergelijke bandfilters.

De volgende studie nu heeft betrekking op de overwegingen, die hebben gegolden bij het ontwerpen van drie-kringsbandfilters, die in enkele series van de Erres-omroepontvangers zijn toegepast. Die overwegingen hebben voornamelijk betrekking op de keuze van de vorm van de resonantiekromme en het onderzoek naar de middelen voor de praktische verwezenlijking van de gekozen vorm.

2. Definities en symbolen.

In het volgende zal gebruik worden gemaakt van de volgende definities en symbolen:

Onder de *topbreedte* (B_t) van een bandfilter zal worden verstaan het verschil tussen de frequenties, waarbij de doorlaat van het filter is gedaald tot $1/\sqrt{2}$ van de waarde bij de resonantiefrequentie (dus de afstand tussen de 3 dB-punten).

Onder de *bandbreedte* (B_{10}) zal worden verstaan het verschil tussen de frequenties, waarbij de doorlaat is gedaald tot 0,1 van de waarde bij de resonantiefrequentie (de afstand tussen de 20 dB-punten).

Het is duidelijk, dat de verhouding $B_t : B_{10}$ een maat is voor de flanksteilheid van de resonantiekromme; hoe groter de genoemde verhouding is, des te groter is de flanksteilheid.

Voor de *relatieve verstemming* van een kring of een stelsel van kringen $\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}$ wordt, zoals gebruikelijk, het symbool β gebruikt.

De m^{de} kring van het filter, bestaande uit de serieschakeling van een zelfinductie L_m , een capaciteit C_m en een weerstand r_m , zal worden gekarakteriseerd door zijn weerstand r_m en zijn kwaliteitsfactor:

$$Q_m = \frac{1}{r_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$$

Daarbij zal worden verondersteld, dat alle dempingsoorzaken van de betrokken kring in de weerstand r_m zijn verrekend. Voor een willekeurige frequentie kan dan voor de impedantie van de kring worden geschreven

$$\mathbf{Z}_m = r_m (1 + j \beta_m Q_m),$$

waarin $\omega_0^2 = 1/L_m C_m$.

3. De algemene uitdrukking voor een drie-kringsbandfilter.

In de meest algemene vorm kan een drie-kringsbandfilter worden voorgesteld als aangegeven in fig. 1. De kringen zijn gekarakteriseerd door de serieschakeling van de zelfinductie L , de capaciteit C en de weerstand r . In de laatstgenoemde worden alle dempingsoorzaken van de betrokken kring samengevat gedacht, b.v. is voor de eerste kring de door de voorafgaande versterkbuis veroorzaakte demping in de weerstand r_1 verrekend, terwijl voor de derde kring de belasting door de daarop volgende versterktrap, c.q. de detector, in r_3 verdisconteerd wordt gedacht.

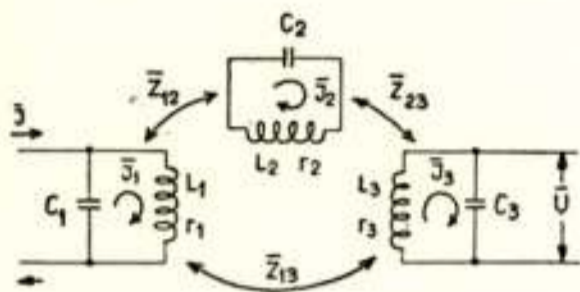


Fig. 1.

Tussen de drie kringen bestaan wederkerige koppelingen, aangeduid door Z_{12} , Z_{13} en Z_{23} , waarvan de aard voorshands niet wordt gespecificeerd.

Aan de eerste kring wordt de stroom I toegevoerd, b.v. de anodewisselstroom van de voorgaande versterkbuis, als uitgangsspanning U wordt de over de capaciteit C_3 ontwikkelde spanning beschouwd. Als overdracht van het filter wordt de modulus van U/I beschouwd.

De stroom in de m^{de} kring van het filter wordt aangeduid met I_m , $m = 1, 2, 3$. De door de kringstroom I_m in de kring n opgewekte spanning bedraagt:

$$I_m Z_{m n}, \begin{cases} m = 1, 2, 3 \\ n = 1, 2, 3 \\ m \neq n \end{cases}$$

Uit de reciprociteit volgt dan:

$$Z_{m n} = Z_{n m}$$

Voor het stelsel volgens fig. 1 gelden dan de volgende vergelijkingen:

$$\left. \begin{aligned} I_1 Z_1 + I_2 Z_{12} + I_3 Z_{13} &= \frac{I}{j\omega C_1} \\ I_1 Z_{12} + I_2 Z_2 + I_3 Z_{23} &= 0 \\ I_1 Z_{13} + I_2 Z_{23} + I_3 Z_3 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

De hoofddeterminant van dat stelsel van vergelijkingen is

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_1 & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_2 & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_3 \end{vmatrix}$$

Voor de stroom in de derde kring wordt derhalve gevonden:

$$I_3 = \frac{I}{\Delta} \begin{vmatrix} Z_1 & Z_{12} & \frac{I}{j\omega C_3} \\ Z_{12} & Z_2 & 0 \\ Z_{13} & Z_{23} & 0 \end{vmatrix}$$

en ten slotte voor \mathbf{U}/I , wegens $\mathbf{U} = I_3/j\omega C_3$:

$$\frac{\mathbf{U}}{I} = \frac{-I}{\omega^2 C_1 C_3} \cdot \frac{I}{\Delta} \begin{vmatrix} Z_1 & Z_{12} & I \\ Z_{12} & Z_2 & 0 \\ Z_{13} & Z_{23} & 0 \end{vmatrix} = \frac{\mathbf{T}}{\Delta} \quad (2)$$

4. Onderzoek van de symmetrie van de doorlaatkromme.

Zoals in de inleiding reeds werd aangeduid, heeft deze studie betrekking op drie-kringsbandfilters, bestaande uit drie op dezelfde frequentie afgestemde kringen, n.l. op de middenfrequentie van het toestel. Er wordt dus vooropgesteld:

$$\omega_o^2 = \frac{I}{L_1 C_1} = \frac{I}{L_2 C_2} = \frac{I}{L_3 C_3} \quad (\text{Voorwaarde I})$$

Dat impliceert, dat bij beschouwing van het filter bij een willekeurige frequentie tevens geldt:

$$\beta = \beta_1 = \beta_2 = \beta_3,$$

zodat voor de impedantie van de m^{de} kring kan worden geschreven:

$$Z_m = r_m (1 + j\beta Q_m) = r_m + j\beta \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (3)$$

De eerste eis, die aan het bandfilter wordt gesteld, is, dat de doorlaatkromme als functie van de verstemming symmetrisch moet zijn ten opzichte van de resonantiefrequentie van het filter. Daartoe worden teller en noemer van de uitdrukking (2) afzonderlijk onderzocht.

Uitwerken van de teller van uitdrukking (2) geeft:

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \frac{-1}{\omega^2 C_1 C_3} (\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23} - \mathbf{Z}_{13} \mathbf{Z}_2) = \\ &= \frac{-\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23}}{\omega^2 C_1 C_3} \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{Z}_{13}}{\mathbf{Z}_{12} \cdot \mathbf{Z}_{23}} \cdot \mathbf{Z}_2 \right), \end{aligned}$$

en met gebruikmaking van (3) voor de tweede kring:

$$\mathbf{T} = \frac{-\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23}}{\omega^2 C_1 C_3} \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{Z}_{13}}{\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23}} \cdot r_2 - j\beta \frac{\mathbf{Z}_{13}}{\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23}} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \right)$$

Wordt van bovenstaande uitdrukking eerst het deel tussen haakjes gezien en wordt daarvan verlangd, dat de modulus symmetrisch moet zijn ten opzichte van $\beta = 0$ (resonantie), dan moet gelden:

$$\frac{\mathbf{Z}_{13}}{\mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{23}} \text{ reëel en onafhankelijk van de frequentie.}$$

Aan de eerste eis kan worden voldaan door twee van de koppeling òf zuiver inductief òf zuiver capacitief te maken en de derde reëel. \mathbf{Z}_{12} en \mathbf{Z}_{23} zouden b.v. door capaciteiten kunnen worden gevormd en \mathbf{Z}_{13} door een weerstand. Maar ook al zou op die wijze de vorm reëel kunnen worden gemaakt, dan betekent dat nog niet, dat hij ook frequentie-onafhankelijk is.

Teneinde het onderhavige ontwerp zo eenvoudig mogelijk te houden werd daarom gesteld:

$$\mathbf{Z}_{13} = 0 \quad (\text{keuze A})$$

waardoor zeker aan de gestelde eis is voldaan. De voorwaarde $\mathbf{Z}_{13} = 0$ is praktisch zeer wel uitvoerbaar. De keuze A geeft bovendien het voordeel, dat uit het beschouwde deel van de teller de term met β verdwijnt, wat ten gevolge heeft, dat de flanksteilheid van de doorlaatkromme wordt vergroot.

De teller van de uitdrukking (2) kan daarna verder geheel onafhankelijk van de frequentie worden gemaakt door voor \mathbf{Z}_{12} en \mathbf{Z}_{23} zuiver inductieve koppelingen te nemen, dus door te stellen:

$$\mathbf{Z}_{12} = j\omega M_{12} \text{ en } \mathbf{Z}_{23} = j\omega M_{23} \quad (\text{keuze B})$$

Daarmede wordt dan voor de teller van de uitdrukking (2) gevonden:

$$\mathbf{T} = \frac{M_{12} M_{23}}{C_1 C_3}$$

Na invoeren van de gekozen waarden van Z_{12} , Z_{13} en Z_{23} wordt de noemer van de uitdrukking (2):

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} Z_1 & j\omega M_{12} & 0 \\ j\omega M_{12} & Z_2 & j\omega M_{23} \\ 0 & j\omega M_{23} & Z_3 \end{vmatrix} = \\ &= Z_1 Z_2 Z_3 + Z_1 \omega^2 M_{23}^2 + Z_3 \omega^2 M_{12}^2 \end{aligned}$$

De eerste term van deze uitdrukking is ten opzichte van $\beta = 0$ symmetrisch doch de beide andere niet. Wordt echter voor $\omega^2 M_{mn}^2$ ($m = 1, 2, 3; n = 1, 2, 3; m \neq n$) geschreven:

$$\omega^2 M_{mn}^2 = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \cdot \omega_0^2 M_{mn}^2,$$

dan is het duidelijk, dat in het doorlaatgebied van het filter, waar ω zeer weinig van ω_0 verschilt, nauwelijks asymmetrie merkbaar is, doch dat deze pas ver buiten afstemming prominent wordt. Maar in dat gebied is de asymmetrie van ondergeschikt belang voor het doel van het onderhavige bandfilter.*)

5. Uitwerking van de algemene uitdrukking voor het gekozen geval.

Wordt voor het gekozen geval de uitdrukking (2) uitgewerkt, waarbij behalve de in paragraaf 2 aangegeven notatie nog wordt ingevoerd:

$$M_{mn} = k_{mn} \sqrt{L_m L_n} \quad (m, n = 1, 2, 3; m \neq n) \quad (4)$$

dan wordt met gebruikmaking van voorwaarde I gevonden:

$$\omega^2 M_{mn}^2 = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} k_{mn}^2 \cdot \frac{L_m}{\sqrt{L_m C_m}} \cdot \frac{L_n}{\sqrt{L_n C_n}} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} k_{mn}^2 r_m r_n Q_m Q_n \quad (5)$$

Indien nu in de noemer van de uitgewerkte uitdrukking (2) de factor ω^2/ω_0^2 gelijk aan 1 wordt gesteld (wat, zoals in 4

*) Prof. Ir. B. D. H. Tellegen maakte er op attent, dat de asymmetrie in de laatste twee termen verdwijnt, als de eerste en de derde kring ondersteld worden een parallelweerstand te bezitten en de tweede kring een serieweerstand. De resonantiefrequentie van de eerste en de derde kring moet dan worden gedefinieerd bij open tweede kring, die van de tweede kring bij kortgesloten eerste en derde kring. Voor de berekening kan dan het het best gebruik worden gemaakt van de spanningen op de eerste en derde kring en de stroom in de tweede.

werd beredeneerd, geoorloofd is voor het doorlaatgebied van het filter), dan wordt uiteindelijk gevonden -

$$\frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_3}}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_3}} \cdot$$

$$k_{12} \sqrt{Q_1 Q_2} \cdot k_{23} \sqrt{Q_2 Q_3}$$

$$\frac{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2 + k_{23}^2 Q_2 Q_3 + j\beta \{Q_1 + Q_2 + Q_2 + (k_{12}^2 + k_{23}^2) Q_1 Q_2 Q_3\} - \beta^2 (Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + Q_1 Q_3) - j\beta^3 Q_1 Q_2 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2 - j\beta(Q_1 + Q_2 + Q_3 + K_1^2 Q_3 + K_2^2 Q_1) - \beta^2(Q_1 Q_2 + Q_1 Q_3 + Q_2 Q_3) - j\beta^3 Q_1 Q_2 Q_3}$$

Deze uitdrukking wordt iets overzichtelijker en beter hanteerbaar als nog wordt ingevoerd:

$$\left. \begin{aligned} k_{12}^2 Q_1 Q_2 &= K_1^2 \\ k_{23}^2 Q_2 Q_3 &= K_2^2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Als uitdrukking, waarop het verdere ontwerp van het drie-kringsbandfilter zal worden gebaseerd wordt dan gevonden:

$$\frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_3}}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_3}} \cdot$$

$$K_1 K_2$$

$$\frac{1 + K_1^2 + K_2^2 - j\beta(Q_1 + Q_2 + Q_3 + K_1^2 Q_3 + K_2^2 Q_1) - \beta^2(Q_1 Q_2 + Q_1 Q_3 + Q_2 Q_3) - j\beta^3 Q_1 Q_2 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2 - j\beta(Q_1 + Q_2 + Q_3 + K_1^2 Q_3 + K_2^2 Q_1) - \beta^2(Q_1 Q_2 + Q_1 Q_3 + Q_2 Q_3) - j\beta^3 Q_1 Q_2 Q_3} \quad (7)$$

Door in (7) $\beta = 0$ te stellen wordt de overdracht bij de resonantiefrequentie gevonden. Deze is:

$$\frac{U_0}{I} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_3}}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_3}} \cdot \frac{K_1 K_2}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (8)$$

6. De doorlaatkromme van het gekozen filter.

Door gebruik te maken van de uitdrukking (8) kan de uitdrukking (7) voor het gedrag van het filter als functie van de relatieve versterking β in de volgende vorm worden gebracht:

$$\mathbf{Y} = \frac{U_0}{\mathbf{U}} = 1 + j\beta \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3 + K_1^2 Q_3 + K_2^2 Q_1}{1 + K_1^2 + K_2^2} +$$

$$- \beta^2 \frac{Q_1 Q_2 + Q_1 Q_3 + Q_2 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2} - j\beta^3 \frac{Q_1 Q_2 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (9)$$

De modulus Y van de uitdrukking (9) is de relatieve verzwakking van het filter bij de relatieve versterking β . De kromme $Y = f(\beta)$, dat is de doorlaatkromme, is symmetrisch ten opzichte

van $\beta = 0$ en vertoont in het algemeen drie minima. Bedoelde minima kunnen samenvallen. In dat geval heeft men te doen met de doorlaatkromme met maximaal vlakke top, welke overeenkomt met de kromme voor kritische koppeling bij twee-kringsbandfilters.

Daar de uitdrukking (9) nogal onhandelbaar is, kan hij eerst beter op de volgende wijze worden genormeerd:

$$Y = 1 + j a \beta - b \beta^2 - j c \beta^3 \quad (10a)$$

waarin:

$$a = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3 + K_1^2 Q_3 + K_2^2 Q_1}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (10b)$$

$$b = \frac{Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + Q_1 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (10c)$$

$$c = \frac{Q_1 Q_2 Q_3}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (10d)$$

Als nieuwe onafhankelijke variabele wordt x ingevoerd, welke recht evenredig is met β volgens

$$\beta = p x, \quad (11)$$

waarbij p zodanig wordt gekozen, dat $p^3 c = 1$. Daarmede gaat de vorm (10a) dan over in:

$$Y = 1 + j d x - e x^2 - j x^3, \quad (12)$$

waarin korthedshalve is gesteld $a p = d$ en $b p^2 = e$.

De mogelijke vormen van de doorlaatkromme zullen nu nader worden onderzocht met behulp van de uitdrukking (12). Daaruit volgt:

$$Y^2 = 1 + (d^2 - 2e) x^2 + (e^2 - 2d) x^4 + x^6$$

of met $A = d^2 - 2e$ en $B = e^2 - 2d$:

$$Y^2 = 1 + A x^2 + B x^4 + x^6 \quad (13)$$

Nu heeft $Y = f(x)$ volgens (13) een aantal extreme waarden: het aantal en de plaats daarvan bepalen de vorm van de kromme, die het verband tussen Y en x aangeeft. Door $\frac{dY}{dx} = 0$ te stellen kunnen de plaatsen van de extreme waarden worden

bepaald; door $\frac{d^2 Y}{dx^2}$ voor de gevonden waarden van x te onderzoeken kan de aard van de extreme waarden worden vastgesteld. Uit (13) volgt:

$$\frac{d Y}{d x} = \frac{A x + 2 B x^3 + 3 x^5}{\sqrt{1 + A x^2 + B x^4 + x^6}},$$

zodat $\frac{d Y}{d x}$ nul wordt vsor $A x + 2 B x^3 + 3 x^5 = 0$, dus voor

$$x = 0 \text{ en } x^2 = -\frac{B}{3} \pm \sqrt{\frac{B^2}{9} - \frac{A}{3}}. \text{ Daar } x^2 > 0 \text{ moet zijn, kun-}$$

nen nu een aantal gevallen van elkaar worden onderscheiden en wel:

- a. $A < 0$: er zijn drie extreme waarden, waarvan één bij $x = 0$, onverschillig welke waarde B heeft (fig. 2a);
- b. $\left. \begin{matrix} A \geq 0 \\ B \geq 0 \end{matrix} \right\}$: er is één extreme waarde bij $x = 0$ (fig. 2b);
- c. $\left. \begin{matrix} A > 0 \\ B < 0 \\ B^2 > 3 A \end{matrix} \right\}$: er zijn vijf extreme waarden (fig. 2c);
- d. $\left. \begin{matrix} A > 0 \\ B < 0 \\ B^2 = 3 A \end{matrix} \right\}$: er is één extreme waarde bij $x = 0$ en er zijn twee buigpunten met horizontale raaklijn (fig. 2d);
- e. $\left. \begin{matrix} A > 0 \\ B < 0 \\ B^2 < 3 A \end{matrix} \right\}$: er is één extreme waarde bij $x = 0$ (fig. 2e).

In de gevallen b t/m e blijkt de extreme waarde bij $x = 0$ een minimum te zijn, daar $\left(\frac{d^2 Y}{d x^2}\right)_{x=0} = A = \text{positief}$; in geval a is het een maxi-

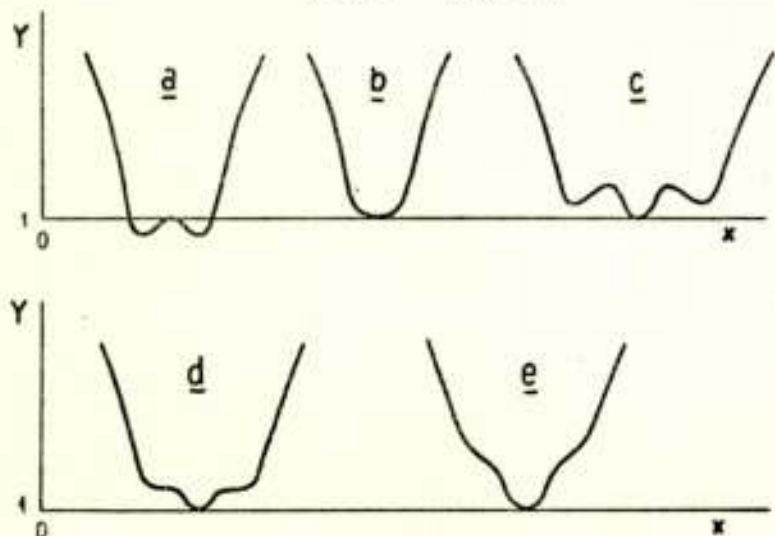


Fig. 2.

mum. In het laatstgenoemde geval blijken de andere twee extreme waarden minima te zijn. In geval c blijken er twee maxima en drie minima te zijn, waarvan een bij $x = 0$. In geval d, het overgangsgeval tussen c en e, nl. de overgang van vijf op één extreme waarde, blijkt voor

$$x^2 = -\frac{B}{3} \text{ te gelden}$$

$$\left(\frac{d^2 Y}{d x^2}\right)_{x^2 = -\frac{B}{3}} = 0,$$

zodat hier sprake is van buigpunten met horizontale raaklijn, optredende bij $x = -\frac{A}{\sqrt{3}}$ en $x = +\frac{A}{\sqrt{3}}$. Het minimum bij $x = 0$ is hier eveneens aanwezig.

In fig. 2 zijn de vijf krommevormen schematisch aangegeven.

7. Keuze van de vorm van de doorlaatkromme.

Uit de krommen volgens fig. 2 moet nu die vorm worden gekozen, die het meest geschikt wordt geacht voor het verdere ontwerp van het bandfilter. De voor het onderhavige ontwerp gemaakte keuze berust in de eerste plaats op de *practische overweging*, dat het aanbevelenswaardig is om de afstemkromme die vorm te geven, die bij de resonantiefrequentie ($x = 0$) maximum doorlaat geeft en wel alleen bij die frequentie. Voor omroepontvangtoestellen is dat een zeer prettige eigenschap met het oog op het afstemmen van het toestel, omdat de juiste afstemming dan goed door middel van de afstemindicator is waar te nemen.

Op de genoemde grond zijn dus de krommevormen *a* en *c* niet verder in aanmerking genomen. Daar de kromme *e* de tendentie vertoont om een steeds kleinere topbreedte te geven is ook deze vorm verder buiten beschouwing gelaten. De keuze is daarom gevallen op de krommevorm *d*, welke bij de overgang naar $A = 0$, $B = 0$ overgaat in de vorm *b*.

Het ontwerp van het drie-kringsbandfilter zal daarom verder worden uitgewerkt met de voorwaarden:

$$A > 0; B < 0; B^2 = 3A \quad (\text{keuze C})$$

Daarmede neemt de uitdrukking (13) de volgende vorm aan:

$$Y^2 = 1 + A x^2 - \sqrt{3A} \cdot x^4 + x^6 \quad (14)$$

Voor enkele waarden van A zijn de krommen voor $Y = f(x)$ volgens (14) voor de positieve x in fig. 3 uitgezet (op grond van de symmetrie kan de kromme voor negatieve x worden verkregen door spiegeling ten opzichte van de Y -as).

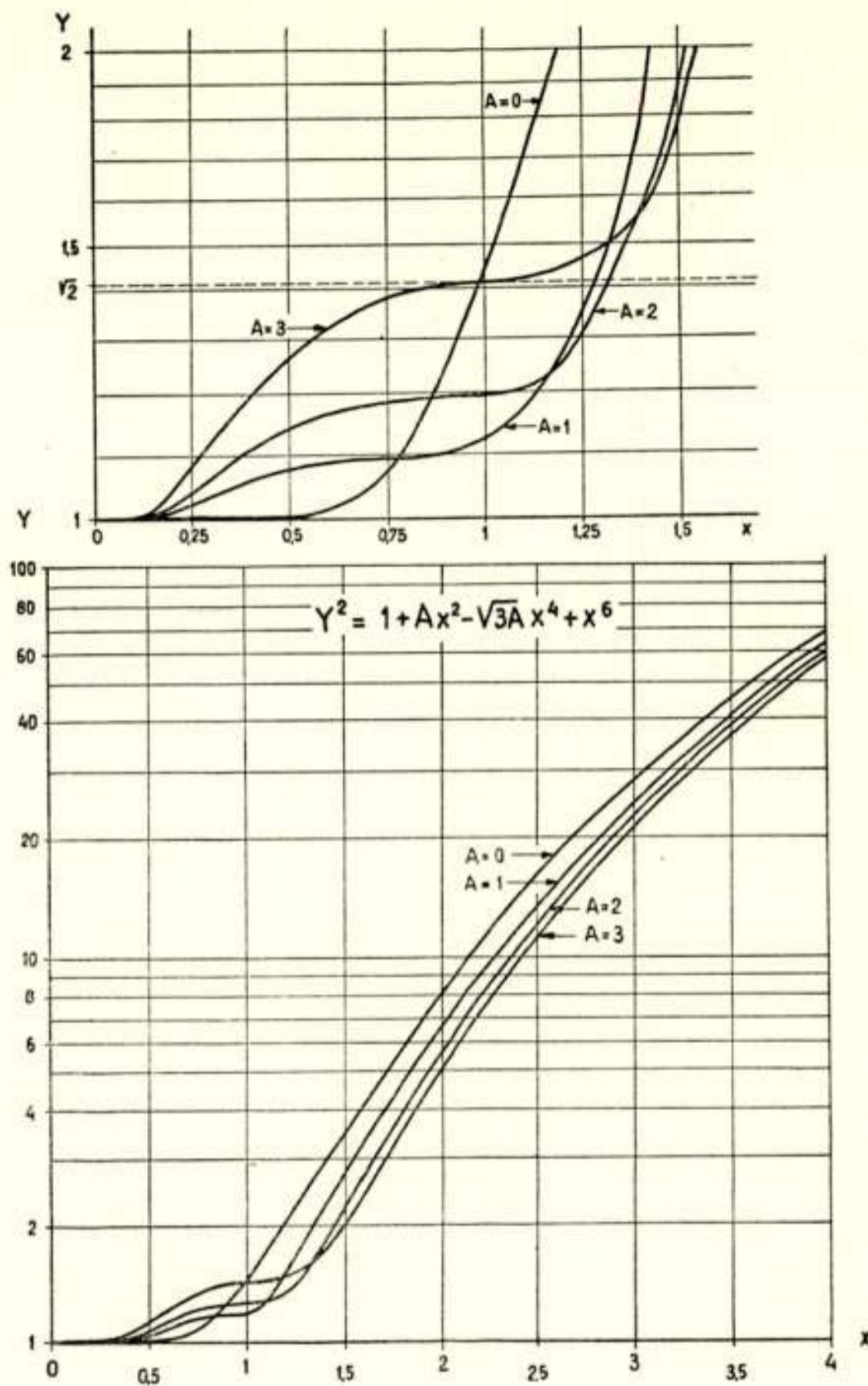


Fig. 3.

De volgende vraag is nu, welke waarde van A het meest wenselijk is voor het ontwerp. Het ligt voor de hand om het antwoord op deze vraag te zoeken met het oog op de topbreedte en de bandbreedte van het filter. Daar x volgens (11) weliswaar recht evenredig met β is, doch p vooralsnog niet is bepaald en β de relatieve versterking is, kunnen op grond van fig. 3 slechts vergelijkende beschouwingen worden gemaakt.

Volgens de definitie van topbreedte kan de relatieve topbreedte van het filter worden bepaald door in fig. 3 bij de betrokken kromme af te lezen bij welke waarden van x de door het filter veroorzaakte verzwakking is toegenomen tot $\sqrt{2}$ -maal de waarde bij resonantie. Eventueel kunnen die waarden van x (x_1 en x_2) door middel van (14) worden berekend door $Y^2 = 2$

te stellen. Zoals bij benadering uit fig. 3 is af te lezen en door oplossen van de genoemde vergelijking is vast te stellen, bedraagt de relatieve topbreedte van de krommen:

$A = 0$,	relatieve topbreedte	$x_2 - x_1 = 2,00$
$A = 1$,	„	„ „ = 2,46
$A = 2$,	„	„ „ = 2,52
$A = 3$,	„	„ „ = 2,00
$A > 3$,	„	„ „ < 2,00

Alleen op de relatieve topbreedte lettende, zou de kromme voor $A = 2$ dus de voorkeur verdienen voor het verkrijgen van een grote topbreedte, hoewel door interpolatie uit de bovenstaande tabel is af te leiden, dat een iets gunstiger waarde van de relatieve topbreedte ligt bij $A = 1,7$ à $1,8$. Wordt echter tevens de vorm van de top van de kromme beschouwd, dan lijkt de kromme voor $A = 1$, ondanks de iets kleinere relatieve topbreedte, toch ook zeer aantrekkelijk.

Een soortgelijke beschouwing kan worden gehouden voor de relatieve bandbreedte, die per definitie betrekking heeft op 10-voudige verzwakking ten opzichte van de doorlaat bij resonantie. Daarvoor wordt gevonden:

$A = 0$,	relatieve bandbreedte	$x_2 - x_1 = 4,30$
$A = 1$,	„	„ „ = 4,56
$A = 2$,	„	„ „ = 4,70
$A = 3$,	„	„ „ = 4,84

Op zichzelf betekenen deze waarden voor de relatieve bandbreedte weinig, maar wel wanneer ze in verband worden gebracht met de relatieve topbreedte. Zijn nl. de resonantiefrequentie en de bandbreedte B_{10} van een filter gegeven (zodat indirect ook de waarde van p is bepaald), dan kan voor de verschillende waarde van A de topbreedte worden berekend uit:

$$B_t = \frac{\text{relatieve topbreedte}}{\text{relatieve bandbreedte}} \times B_{10}.$$

Er wordt dan gevonden:

$A =$	$B_t =$
0	$0,465 B_{10}$
1	$0,540 B_{10}$
2	$0,535 B_{10}$
3	$0,415 B_{10}$

Op deze wijze beschouwd (d.i. dus met betrekking tot de flanksteilheid van de doorlaatkromme), geeft de kromme voor $A = 1$, ondanks de iets kleinere relatieve topbreedte, in een gegeven geval een iets grotere waarde van de topbreedte dan $A = 2$.

Afhankelijk van de eisen, die aan het te ontwerpen filter worden gesteld met betrekking tot de top-, respectievelijk de bandbreedte, zal de beste waarde van A moeten worden gekozen. Wordt b.v. gevraagd om bij gegeven resonantiefrequentie en bandbreedte het filter zo in te richten, dat de topbreedte zo groot mogelijk wordt, dan wordt door interpolatie met behulp van de bovenstaande tabel voor B_t gevonden, dat dan een waarde van A van 1,25 à 1,30 moet worden gebruikt.

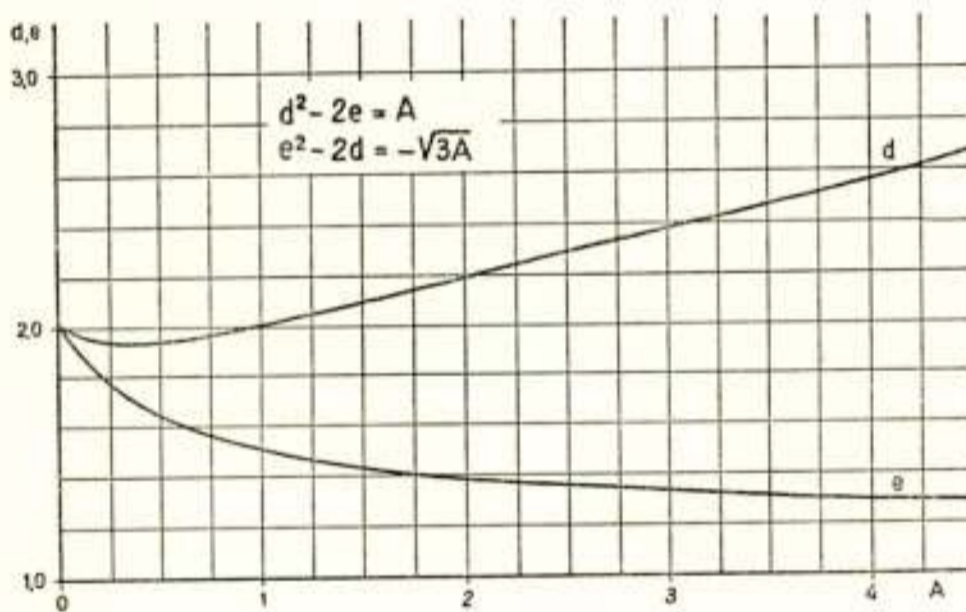


Fig. 4.

Als in een specifiek geval een besluit is genomen betreffende de waarde van A , dan moeten d en e worden berekend met inachtneming van (keuze C) $A > 0$, $B < 0$ en $B^2 = 3A$. Er geldt dan:

$$d^2 - 2e = A$$

$$- 2d + e^2 = - \sqrt{3A}$$

Bij onderzoek blijkt, dat voor $A > 0$ bij elke waarde van A slechts één stel positieve waarden van d en e voldoet. Die bruikbare waarden van d en e zijn in de grafieken fig. 4 als functie van A uitgezet.

8. Keuze van de voorwaarden voor het ontwerpen van een m.f.-bandfilter met vaste bandbreedte.

Nadat door de keuze van A en B en daardoor indirect van de coëfficiënten a , b , en c in (10a) de vorm van de doorlaatkromme in principe is vastgelegd, moeten door middel van de vergelijkingen (10b) t/m (10c) de verschillende waarden van K en Q worden berekend. In de genoemde vergelijkingen komen echter vijf onbekenden voor, zodat er twee vrij kunnen worden gekozen. Natuurlijk mag die vrije keuze geen aanleiding geven tot tegenstrijdigheden.

Er is b.v. ter vereenvoudiging wel voorgesteld om $Q_1 = Q_2 = Q_3$ te stellen [1] (zie literatuuroverzicht). Het kan echter gemakkelijk worden aangetoond, dat het stelsel van vergelijkingen onder de reeds gestelde „vorm”-voorwaarden voor de doorlaatkromme (keuze A t/m C) dan onoplosbaar is. Dat is ook het geval als $Q_1 = Q_3$ wordt gesteld [1].

Anderzijds is voorgesteld om de verhouding tussen de drie Q -waarden vooruit vast te stellen, dus om als gegeven aan te nemen $Q_1 : Q_2 : Q_3 = 1 : f : g$ [3]. Daarbij mag in het onderhavige geval, zoals reeds werd opgemerkt, g niet gelijk aan 1 zijn om strijdigheid van de vergelijkingen te vermijden.

De voorgestelde methode, dus het stellen van

$$Q_1 : Q_2 : Q_3 = 1 : f : g, \quad (\text{keuze } D)$$

zal hier worden gevolgd, waarbij echter niet met vooropgestelde, willekeurig gekozen waarden van f en g zal worden gewerkt, doch pas in de loop van de berekening een passende keuze zal worden gedaan. Die keuze zal dan rekening kunnen houden met de praktische realiseerbaarheid van het filter.

Worden in de vergelijkingen (10a) t/m (10c) de parameters d , e , f , g en p ingevoerd, dan ontstaan de volgende vergelijkingen voor de bepaling van Q_1 , K_1 , K_2 :

$$\frac{1 + f + g(1 + K_1^2) + K_2^2}{1 + K_1^2 + K_2^2} \cdot Q_1 = \frac{d}{p} \quad (15a)$$

$$\frac{f + g + fg}{1 + K_1^2 + K_2^2} \cdot Q_1^2 = \frac{e}{p^2} \quad (15b)$$

$$\frac{fg}{1 + K_1^2 + K_2^2} \cdot Q_1^3 = \frac{1}{p^3} \quad (15c)$$

Hierbij behoeft de parameter p nog enige toelichting. Die is namelijk bepaald door het verband, dat door de ontwerpgegevens tussen β en x wordt gelegd. Immers volgens (11) is:

$$p = \frac{\beta}{x} = \frac{1}{x} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx \frac{1}{x} \cdot \frac{2 \Delta f}{f_0}, \quad (16)$$

waarin f_0 de resonantiefrequentie van het filter is en Δf de verstemming om de betrokken β te verkrijgen. Indien b.v. wordt gesteld, dat bij $f_0 = 450$ kHz de topbreedte van de doorlaatkromme 9 kHz moet bedragen en er wordt besloten om het betrokken filter met $A = 2$ uit te voeren, dan is het volgens fig. 3

de waarde van x voor de relatieve topbreedte gelijk aan 1,26, zodat volgens (16) dan moet worden gerekend met

$$p = \frac{1}{1,26} \cdot \frac{9}{450} = 0,016.$$

De waarde van p is dus bepaald door de aan het filter gestelde eisen met betrekking tot de resonantiefrequentie en de doorlaatbreedte.

Er van uitgaande, dat d , e en p zijn gegeven, kan uit (15b) en (15c) gemakkelijk worden afgeleid:

$$Q_1 = \frac{1}{ep} \cdot \frac{f + g + fg}{fg} \quad (17)$$

In deze fase van de berekening is het opportuun om een besluit te nemen betreffende de aan f en g te geven waarden. Dat besluit kan het beste worden genomen op grond van *practische overwegingen omtrent de realiseerbaarheid van Q_1* . De eerste kring van het m.f. bandfilter is als regel opgenomen in de anodeketen van een mengbuis of versterkbuis en zal dus, behalve door zijn intrinsieke verliesweerstand, zijn gedempt door de inwendige weerstand van de betrokken buis. Nu is het uit ervaring bekend, dat het voor m.f. in het gebied van ca. 425 tot 500 kHz onder de genoemde omstandigheden moeilijk is, een kring te verwezenlijken met een Q groter dan ca. 150; lager is eerder te verwachten dan hoger. Voor de tweede kring van het bandfilter, die alleen is gedempt door zijn intrinsieke verliesweerstand, liggen de zaken gunstiger, maar dat de realiseerbare Q veel hoger zal liggen dan ca. 180 is ook niet te verwachten. Als de derde kring wordt gevolgd door een m.f. versterkbuis, is de situatie voor de kring ongeveer gelijk aan die van de eerste, maar als de derde kring de detector en eventueel een AVC-systeem moet voeden, is de situatie beslist ongunstiger en moet er rekening mee worden gehouden, dat de realiseerbare Q wel kan dalen tot 50 à 60.

Na de keuze van f en g , en dus van Q_1 volgens (17), levert het oplossen van de vergelijkingen (15) naar K_1 en K_2 geen moeilijkheden meer op.

9. Berekeningsvoorbeeld voor een m.f. bandfilter met vaste bandbreedte.

Gevraagd wordt een drie-krings-bandfilter te berekenen voor een resonantiefrequentie van 450 kHz, een bandbreedte B_{10} van 20 kHz en maximale topbreedte.

Volgens de in paragraaf 7 gegeven beschouwing wordt aan de eis van maximum topbreedte bij gegeven bandbreedte bij de gekozen vorm van de doorlaatkromme (keuze C) voldaan door de doorlaatkromme met $A = 1,25$. De kromme voor die waarde van A komt in fig. 3 niet voor, zodat de waarde van x , behorende bij de relatieve bandbreedte, moet worden berekend uit (14) door $y^2 = 100$ te stellen, dus uit:

$$x^6 - \sqrt{3,75} \cdot x^4 + 1,25 x^2 - 99 = 0$$

Daaraan wordt voldaan door $x_{1,2} = \pm 2,30$. Voor p wordt voor het gegeven gegeven geval dus volgens (16) gevonden:

$$p = \frac{1}{2,30} \cdot \frac{20}{450} = 0,0194$$

Door in (14) $y^2 = 2$ te stellen wordt voor de relatieve topbreedte gevonden: $x_{1,2} = \pm 1,24$. Daarmede kan de topbreedte dan worden berekend:

$$B_t = \frac{1,24}{2,30} \cdot 20 = 10,8 \text{ kHz.}$$

Voor $A = 1,25$ wordt uit fig. 4 afgelezen:

$$d = 2,10; \quad e = 1,45,$$

zodat op f en g na alle parameters bekend zijn.

De uitdrukking (17) levert dan:

$$Q_1 = \frac{1}{1,54 \cdot 0,0194} \cdot \frac{f + g + fg}{fg} = 35,6 \frac{f + g + fg}{fg}.$$

Daar, zoals in paragraaf 8 is beredeneerd, niet is te verwachten, dat een Q_1 van 150 gemakkelijk zal zijn te realiseren, verdient het in dit geval aanbeveling om f en g zo te kiezen, dat $\frac{f + g + fg}{fg}$ een waarde heeft van ten hoogste 4. Daar f wel iets groter dan 1 mag zijn, maar g beter aanzienlijk lager dan 1 kan worden gekozen, lijken de volgende waarden redelijk:

$$f = 1,25; \quad g = 0,5$$

Daarmede wordt dan voor Q_1 gevonden:

$$Q_1 = 35,6 \frac{1,25 + 0,5 + 0,625}{0,625} = 135,3$$

en verder

$$Q_2 = 1,25 \cdot 135,3 = 169,1$$

$$Q_3 = 0,5 \cdot 135,3 = 67,7$$

Bij verdere oplossing van de vergelijkingen (15) wordt verkregen:

$$K_1^2 = 8,06, \quad K_1 = 2,84$$

$$K_2^2 = 2,17, \quad K_2 = 1,47$$

Daarmede zijn dan alle gegevens bekend, die nodig zijn om het betrokken bandfilter te construeren.

10. Keuze van de voorwaarden voor het ontwerpen van een m.f. bandfilter met variabele bandbreedte, waarbij de overdracht bij resonantie slechts binnen bepaalde grenzen mag variëren.

Voor de overdracht bij de resonantiefrequentie werd gevonden (8):

$$\frac{U_o}{\mathcal{F}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_3}}{\omega_o \sqrt{C_1 C_3}} \cdot \frac{K_1 K_2}{1 + K_1^2 + K_2^2} \quad (8)$$

Uit die uitdrukking is voorshands weinig op te maken, daar de waarden van K en Q gekozen dienen te worden overeenkomstig de verlangde doorlaatkromme van het filter. Bij een filter met vaste bandbreedte is de overdracht bij resonantie niet ter sprake gekomen, omdat de nadruk is gelegd op het verwezenlijken van de vorm van de doorlaatkromme. Indien bij een dergelijk filter de overdracht ook nog een factor van belang wordt geacht, dan kan aan die eis bij het constructieve ontwerp nog in ruime mate worden tegemoet gekomen door de keuze van de waarden van C_1 en C_3 en de daarmee samenhangende waarden van L_1 en L_3 .

De zaak wordt anders bij het ontwerpen van bandfilters met variabele bandbreedte, waarbij de variatie wordt bewerkstelligd door verandering van K_1 en/of K_2 , indien daarbij de eis wordt gesteld, dat bij verandering van de bandbreedte de overdracht van het filter slechts in geringe mate mag veranderen. Teneinde een inzicht te krijgen in de invloed van K_1 en K_2 op de overdracht van het filter, zal worden nagegaan, welk effect verandering van K_1 en/of K_2 op de factor $\frac{K_1 K_2}{1 + K_1^2 + K_2^2}$ in de uitdrukking (8) heeft.

Daartoe wordt in de eerste plaats nagegaan of genoemde factor ook een maximum heeft. Dat blijkt inderdaad het geval te zijn.

$$f(K_1, K_2) = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1^2 + K_2^2}$$

heeft een absoluut maximum gelijk aan $1/2$, doch dat wordt bereikt bij $K_1 = K_2 = \infty$. Voor eindige waarden van K_1 en K_2 is er wel een relatief maximum, nl. bij variatie van K_2 als $K_2^2 = 1 + K_1^2$ of bij variatie van K_1 als $K_1^2 = 1 + K_2^2$. De relatieve maxima bedragen respectievelijk

$$\frac{K_1}{2\sqrt{1+K_1^2}} \quad \text{bij variatie van } K_2,$$

$$\frac{K_2}{2\sqrt{1+K_2^2}} \quad \text{bij variatie van } K_1.$$

De relatieve maxima nemen toe als de koppelfactoren groter worden gemaakt.

Daar de grootheden K_1 en K_2 beide van invloed zijn op de doorlaatkromme van het drie-krings bandfilter, zal nu worden nagegaan, binnen welke grenzen K_1 bij een gegeven K_2 kan worden gevarieerd, zodat de overdracht bij resonantie niet verder daalt dan tot 0,9 van de waarde bij het relatieve maximum (m.a.w. de variatie van de overdracht wordt beperkt tot 1 dB). De bedoelde grenzen van K_1 volgen derhalve uit:

$$\frac{K_1 K_2}{1 + K_1^2 + K_2^2} = 0,9 \frac{K_2}{2\sqrt{1 + K_2^2}}.$$

Daaruit volgt:

$$\left. \begin{aligned} K_1' &= 0,628 \sqrt{1 + K_2^2} \\ K_1'' &= 1,594 \sqrt{1 + K_2^2} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

De verhouding waarin K_1 kan worden gevarieerd, zodat de overdracht ten hoogste 2 dB afneemt, is dus onafhankelijk van K_2 en bedraagt:

$$\frac{K_1''}{K_1'} = \frac{1,954}{0,628} = 2,54.$$

Bij het ontwerpen van een drie-krings bandfilter met variabele bandbreedte, waarbij slechts een beperkte variatie van de overdracht bij resonantie is toegestaan, kan de keuze D niet worden gehandhaafd, omdat door die keuze bij voorbaat een verband tussen K_1 en K_2 wordt gelegd, dat achteraf wel in strijd kan blijken te zijn met de eis van beperkte variatie van de overdracht. In het geval van variabele bandbreedte heeft het dus zin om één van de bij keuze D genoemde factoren als onbekende te stellen en bij voorbaat een verband te leggen tus-

sen K_1 en K_2 , dus b.v.

$$\left. \begin{aligned} Q_1 : Q_2 &= 1 : f, \\ K_1^2 &= m^2 (1 + K_2^2), \end{aligned} \right\} \text{(keuze } E)$$

waarbij f en m bij het ontwerp nader te kiezen factoren zijn. Het stelsel van vergelijkingen (15) moet dan worden opgelost met Q_1 , K_1 en g als onbekenden. Bijzondere moeilijkheden levert dat niet op, tenzij het vinden van een dubbel stel oplossingen als bezwaar wordt ondervonden.

11. Berekeningsvoorbeeld voor een bandfilter met variabele bandbreedte.

Gevraagd wordt een drie-krings bandfilter met variabele bandbreedte te berekenen voor een resonantiefrequentie van 450 kHz, waarvan de bandbreedte maximum 20 kHz bedraagt en dat bij die maximum bandbreedte de relatief maximale topbreedte heeft en waarvan de overdracht bij variatie van de bandbreedte niet meer dan 1 dB mag veranderen.

De grootste bandbreedte wordt verkregen bij de grootste waarde van K_1 . Daarom is in overeenstemming met (18) de berekening gebaseerd op $m = 1,6$; dus op:

$$K_1^2 = 2,56 (1 + K_2^2).$$

Daar bij de grootste bandbreedte de topbreedte relatief maximaal moet zijn, is volgens fig. 3 $A = 2$ gekozen, hoewel de optimale waarde van A voor dit geval een ietsje lager ligt. Uit fig. 4 volgen dan de waarden voor d en e , nl. $d = 2,18$; $e = 1,38$. Voor p wordt dan volgens (16) gevonden:

$$p = \frac{1}{2,35} \cdot \frac{20}{450} = 0,019.$$

De waarde van f moet nu nog worden gekozen. Daar er in het gegeven geval geen aanknopingspunt bestaat voor een schatting van f en g op basis van uitdrukking (17) daar g tot de onbekenden behoort, doch Q_2 in het algemeen wel iets groter mag zijn dan Q_1 , wordt (overigens geheel willekeurig) besloten tot

$$f = \frac{10}{9} = 1,11.$$

Worden met deze gegevens de vergelijkingen (15) opgelost, dan wordt gevonden:

$Q_1' = 146$	$Q_1'' = 200$
$Q_2' = 163$	$Q_2'' = 222$
$Q_3' = 76,5$	$Q_3'' = 59,5$
$K_1' = 2,99$	$K_1'' = 3,62$
$K_2' = 1,58$	$K_2'' = 2,03$

De keuze tussen de beide mogelijke uitvoeringsvormen van het gevraagde bandfilter is na het gezegde in paragraaf 8 over de praktische realiseerbaarheid van de filters geen probleem: alleen het eerste filter is realiseerbaar.

Bij de maximum bandbreedte is de topbreedte van het filter:

$$B_t = 0,535 B_{10} = 10,7 \text{ kHz.}$$

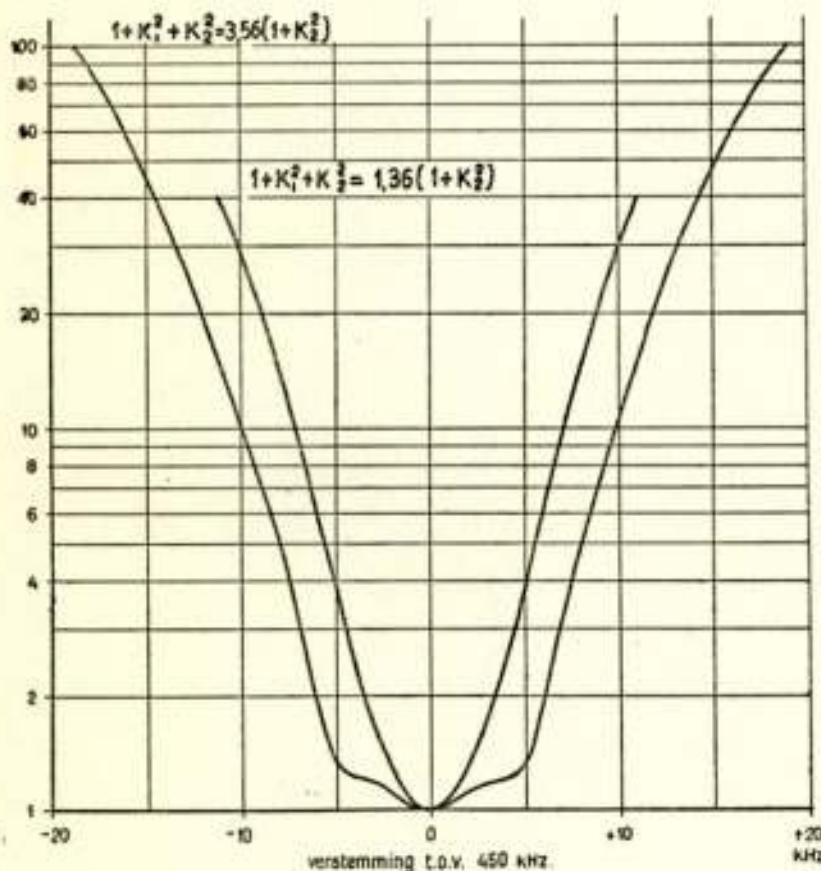


Fig. 5.

In fig. 5 zijn twee doorlaatkrommen aangegeven van het berekende filter. In de eerste plaats die met de grootste bandbreedte, dus voor $m = 1,6$ en in de tweede plaats die voor $m = 0,6$, waarbij de overdracht iets kleiner is dan bij $m = 1,6$, omdat $m = 0,6$ net buiten het bereik van de toelaatbare variatie van m volgens (18) ligt. De doorlaatkromme voor $m = 0,6$ toont een topbreedte van 4,4 kHz bij een bandbreedte van 14 kHz. Met de regeling c.q. instelling van K_1 ,

binnen de genoemde grenzen is dus een behoorlijke bandbreedte regeling te verkrijgen, zonder dat de overdracht bij resonantie daardoor een aanzienlijke verandering ondergaat.

12. Geraadpleegde literatuur.

1. Roorda, „Enige beschouwingen over drie-krings bandfilters”, Tijdschrift voor Radiotechniek, 1947, no's 9, 10 en 11.
2. Mather, „An analysis of triple tuned coupled circuits”, Proc. Inst. Radio Engrs., July 1950.
3. Meinke/Gundlach, „Taschenbuch für Hochfrequenztechnik”, 1956, pag. 765—744, en de daar aangehaalde literatuur.

Manuscript de eerste maal ontvangen op 10 december 1956.

SATCO

A new System for Air Traffic Control

A review of short lectures given by members of the N.V. Hollandse Signaal-apparaten at Hengelo (O) before the Nederlands Radiogenootschap on the occasion of a visit to Signaal's Works on the 2nd October 1957.

Summary

The above mentioned lectures can be combined into three groups of which the first deals with the general background knowledge, required for understanding the SATCO system (SATCO being derived from Signaal Automatic Air Traffic Control).

The lectures belonging to the second group all deal with the laboratory model of the data processing equipment, telling what it should do and how it works.

The last group of lectures deals with the use and possibilities of radar and deriving from that the specific radar items required for the SATCO-system.

1. Introduction.

1.1. *The problem.*

The problem of air traffic control is basically a queueing problem. Aircraft take off and land at random intervals, and while the intervals between aircraft are sometimes long enough to enable each to be handled easily, at other times the intervals are so short that "bunching up" occurs and a queue with its resultant delays and dangers is formed.

It is difficult, if not almost impossible, to avoid this random flow of traffic. Aircraft do not run on rails: they are subject to unpredictable delays due to a number of different causes — weather, minor electrical or mechanical failures before take off, delays in passenger handling, and the occasional inevitable human errors.

It follows, therefore, that the required handling capacity of an air traffic control system is to be estimated not so much by the average rate of traffic flow but by the expected density of peak traffic periods. For instance, an average traffic flow of, say, 240 flights per day might seem to indicate no more than one flight every six minutes — a situation well within the capa-

city of the present manual control system. In fact, such an average rate will almost certainly entail peak periods during which anything up to 30 aircraft will be simultaneously under control. With greater rates of air traffic flow, the density of peak period traffic is correspondingly increased — the operational requirement for the London Control Area, for instance, is for a system capable of processing 90 aircraft movements at a time. The coordination and “de-randomising” of so many flights into an orderly traffic pattern is no easy task, and it is this problem — how to handle peak traffic periods with maximum efficiency and safety — that is the principal problem of air traffic control today.

The increase in aircraft speeds and the higher density of traffic expected in the future serve only to emphasize the problem, not to change it.

1.2. *What causes air traffic queues?*

Apart from the basic cause — random traffic flow — there are three other main causes:

a. *Poor data processing.*

Under present system controllers work from what are known as Flight Progress Strips. These strips are prepared by hand — up to six strips per aircraft — and they show details of the aircraft’s flight plan as amended by position reports from the pilot and calculations by the controller. These progress strips are all the information which the controller has from which to form a traffic plan.

In periods of peak traffic density, control staffs may be called upon to write out as many as 75 progress strips within little more than a quarter of an hour. Failure to achieve this means that aircraft arrive in the region concerned without the controller being warned. Delays result, and there is also some risk to safety. Moreover, beyond a certain workload, as the air traffic queue becomes longer, the time taken to process flight plans increases and so further lengthens the queue.

A further point is that the controller’s traffic plan is based on a mixture of experience and guesswork. His prediction of flight paths can only be approximate, and, unless his experience and ability are exceptional, his traffic plan will seldom be the most efficient possible.

(It should be borne in mind that an air traffic plan is four-

dimensional — plan position, height and time — and that an exceptional degree of intelligence is required to make such plans quickly and efficiently.)

b. *Separation standards.*

Under ICAO regulations non-radar separation standards are such that controllers are often obliged to interpose an interval of as much as 10 minutes between aircraft.

Given a radar derived display, controllers are allowed to reduce the separation to a minimum of 5 miles. Present air traffic control radar systems for the most part extend only to some 50 miles range from a control centre. While this enables radar separation standards to be applied to aircraft in the terminal area, non-radar separation standards must still be applied in the airways, and much of the benefit of radar separation is therefore lost.

c. *Landing aids.*

Although there have been great improvements in landing aids during the past few years, the best landing interval in poor weather that can at present be achieved with civil aircraft is about $2\frac{1}{2}$ minutes using Ground Control Approach equipment.

The theoretical maximum landing rate, regardless of weather, is approximately three-quarters of a minute between aircraft — that is, roughly the time during which the actual runway is occupied by the aircraft. This landing rate is, therefore, the theoretical limit of the rate of air traffic flow to any one airfield using one runway for landings and one for take-offs. In single runway operation, in order to allow for take-offs as well as landings, the theoretical limit will be approximately $1\frac{1}{2}$ minutes between aircraft.

1.3. *Principles.*

From the foregoing, it will be seen that any satisfactory solution should either eliminate or considerably reduce the main causes of air traffic queues. "No stacking" should be its motto. There is available today a great variety of techniques and devices which could be adapted for this purpose, but the difficulty is that of choosing which techniques and which devices to use. There is also the constant problem of how, once a start has been made, to make allowance for new technical developments in the future.

In order to ease this embarrassment of choice and to simplify the solution of the problem, certain basic principles were laid down for the Signaal system — “SATCO”:

a. *That the equipment should not involve any major change in flying procedures or in the present air traffic organisation.*

It is possible to conceive an entirely different air traffic control system — for instance, one based on the fighter control system evolved by the Royal Air Force during the second World War — but from the point of view of practical politics to bring into force an entirely new organisation would be as difficult as, say, changing the road traffic in England from the left-hand to the right-hand side. Moreover, from a theoretical examination of the present organisation, it seems clear that the weakness of the present organisation is not the system itself, but the method by which the system is carried out. What is needed is not a new system, but a radical improvement in the out-of-date equipment used by controllers to enable them to do their work and to meet the demands of the future with ease and with confidence.

b. *That the equipment should be basically “ground” equipment — that is that it should not require special equipment in aircraft other than the present radio and navigational aids now carried. The reason for this principle is, firstly, that it is difficult to ensure that all aircraft will be fitted with such special equipment; an aircraft not so fitted might cause chaos in a system which was entirely dependent on such equipment. Secondly, the expense of fitting special equipment in all civil aircraft would be very high indeed and might well be beyond the means of the smaller airline companies and of private owners. Finally, it is likely that there would be considerable delays in obtaining international agreement for such equipment and hence considerable delay before an air traffic control system based on such equipment could be introduced into service.*

c. *That the system as a whole should be capable of being built up “brick by brick”.*

Firstly, because of the expense of modern equipment, installing the system by degrees enables this expense to be spread over a number of years, while at the same time bringing about an immediate improvement from the moment the first brick is laid. Secondly, brick by brick building enables full advantage

to be taken of the subsequent invention of new devices. Thirdly, countries with comparatively low traffic densities will still be able to use certain items, which they may nevertheless need, without having to install the complete system.

d. *That the system should be capable of being used independently of equipment, or lack of it, in adjacent control centres.*

While this principle is perhaps not so important as the preceding principles, it was laid down in order to make it possible for those countries where the need for equipment is urgent to install the system without having to wait for action in neighbouring countries or control centres. Eventually, at least a common "data-link" system would be very desirable, but for the moment, progress should not wait upon such a development, provided that allowance is made for it in the system.

From the foregoing analysis of the air traffic control problem, an obvious choice of equipment emerges.

For the *data processing* function, clearly the modern development in electronic digital technics are ideally suited. For the reduction of separation standards and for the more efficient use of air space, specially developed *radar* with associated new forms of radar displays should provide the answer.

2. Description of a laboratory model of the data processing equipment.

After careful consideration the idea of an analogue computer was discarded in favour of a digital one because of, to mention a few of the reasons, the digital form in which most of the input data are presented, the very large demand for data storage capacity and the accessibility to these data.

For this special air traffic control problem we are planning a special purpose digital computer. To become familiar with such a computer, a laboratory model was built, capable of solving a simple air traffic control problem, using however all the technics that would be required in the final computer.

2.1. The problem is the processing of arrival aircraft using a single airway with three changes of track and distance feeding into a single airport. Three different types of aircraft are used — a Viscount, a Convair, and a Dakota.

The wind factors have also been simplified by using only three separate height blocks — 0 to 10,000 feet, 10,000 to 15,000 feet,

15,000 to 25,000 feet — with the refinement that separate wind blocks may be used for each of the three sections of the airway. Other operational limits on the experimental model are that it can only display seven aircraft movements simultaneously. (See fig. 1 for diagram of Airway system used in the model).

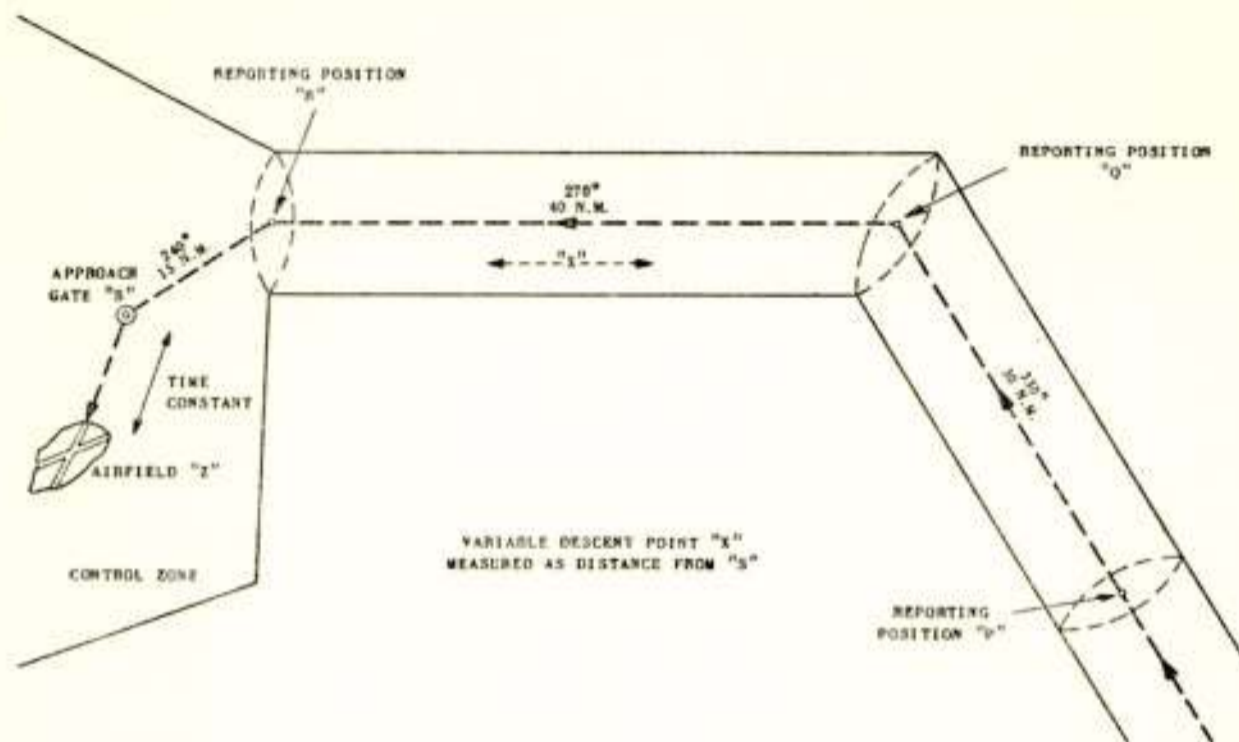


Fig. 1

2.2. Operation.

The wind factors are first set on the appropriate switches on the wind direction panel. For technical reasons, these switches should be set according to the tables given.

(A modification, enabling the wind to be set directly on simple direction and speed dials or by punch-tape input is in hand.)

The method of operating the equipment is then simply to type out the flight plan departure message (or the transfer of control message from the adjacent centre) on the teleprinter keyboard. All calculations, printing of the progress strips, display of the details on the automatic display panel, follow automatically.

In this laboratory model, three types of messages can be inserted: the original flight plan departure message, a correction to this message, and a message to show that the aircraft has landed. The message should be inserted in the set form and under the appropriate headings shown on the flight progress strips as follows:

c/s	typ	dep	t	ht	tas
(call-sign)	(type)	(place of departure)	(time at p. or q.)	(height)	(true air speed)

(The spaces between each item are made automatically.)

Then, after the last item — tas — a question mark should be inserted. The question mark gives an executive signal to the computer to start the calculations. (If a mistake is made in the

input data, the "carriage return" and "line shift" keys should be pressed and the corrected input data re-inserted. The computer will then automatically disregard the faulty message.) The computer then completes the flight progress strip, and the teleprinter will be seen to continue typing automatically, filling in the times of arrival at Q , R , S , and Z , the time of arrival at the descent point x , and the distance of the descent point from position S . If that aircraft has already been processed through the equipment, an = sign will be shown at the end of the strip. At the same time, on the display panel, will be shown the call-sign, height, and time of arrival at position R .

To clear the aircraft out of the system, simply the call-sign followed by a + sign is inserted.

2.3. *Functional description (fig. 2).*

The equipment is based on the principles of a digital computer. The various items are "programmed" through a calculating unit and to a teleprinter receiver and display panel. The call-sign is used throughout as the identification of the flight data.

The different parts of the flight data are first fed from a teleprinter input to a conversion unit which converts the figures into parallel bits in the "Excess-3" code. Then, the call-sign is programmed direct to a magnetic memory drum, and to a display panel core memory. The type, height, speed, and time of arrival at point P are programmed to the arithmetic memory unit. The type designates which type card should be used, and selects the appropriate performance data — that is, indicated air speed, rate of descent, and approach timeconstant — for an arithmetic unit. The height and time are temporarily stored in a core memory for use in the calculations. The track and distance data are also stored in the arithmetic memory unit.

Ring-counters in the conversion unit, the arithmetic unit, and the programming unit, control the sequence of the calculations and the sequence of extracting required data from the arithmetic memory unit. The calculations themselves are made in the arithmetic unit in a series of very small steps of constant time, as it were plotting the aircraft's movement back from position Z . The result of each step calculation is stored in the arithmetic core memory until the limiting factors — governed by the track and distance table, height, and distance to position P — are reached. As each step is calculated, the appropriate wind vectors for the height and position at that step is selected from

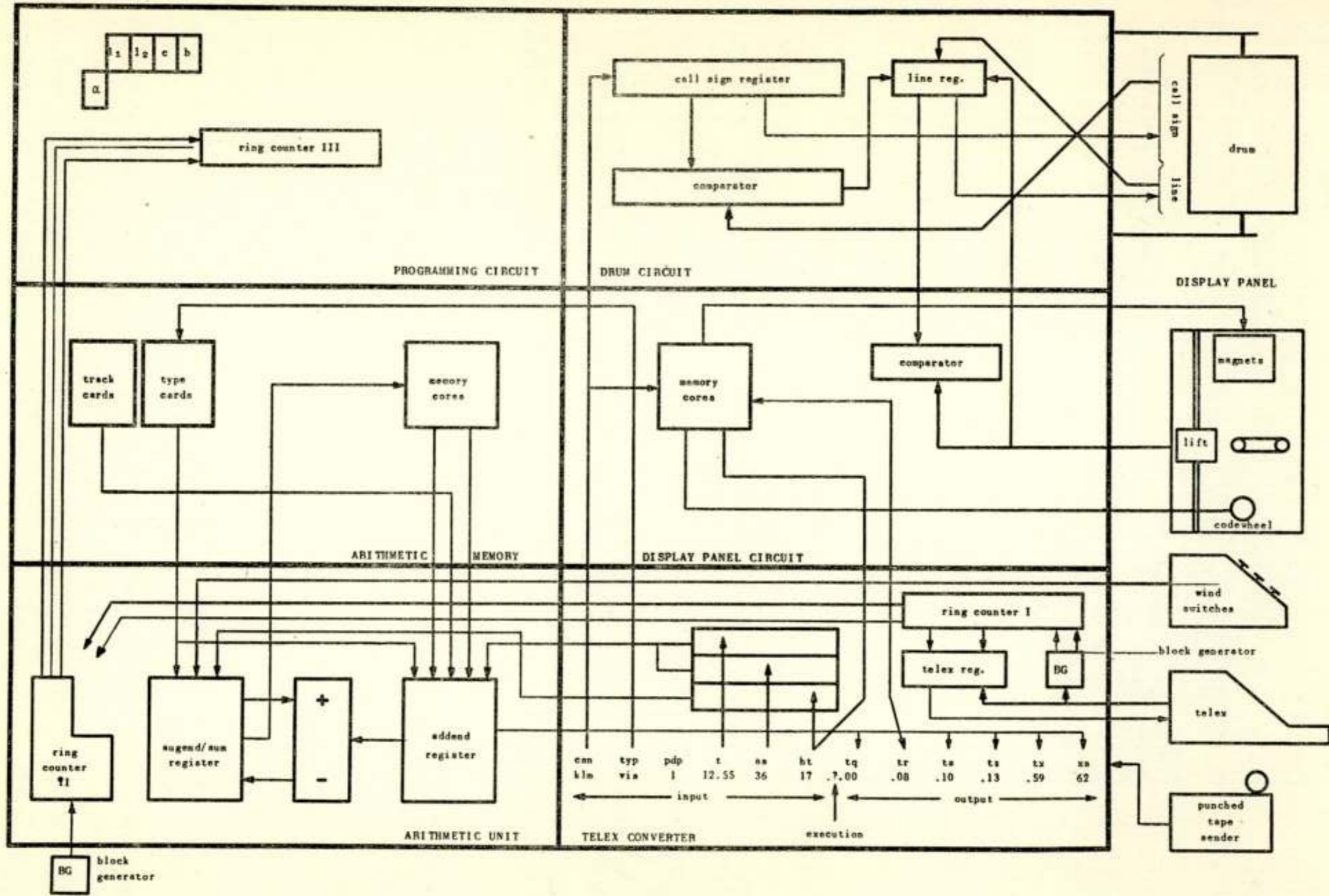


Fig. 2
Block diagram of laboratory model.

the wind vector memory. The times of arrival Q , R , S , and Z , and the time of arrival at, and position of, the descent point x are stored in the arithmetic core memory as each is calculated. On the completion of the calculations, all these data are then fed to a conversion unit which changes the "Excess-3" code of the computer bits back to the telex code in serial bits. The

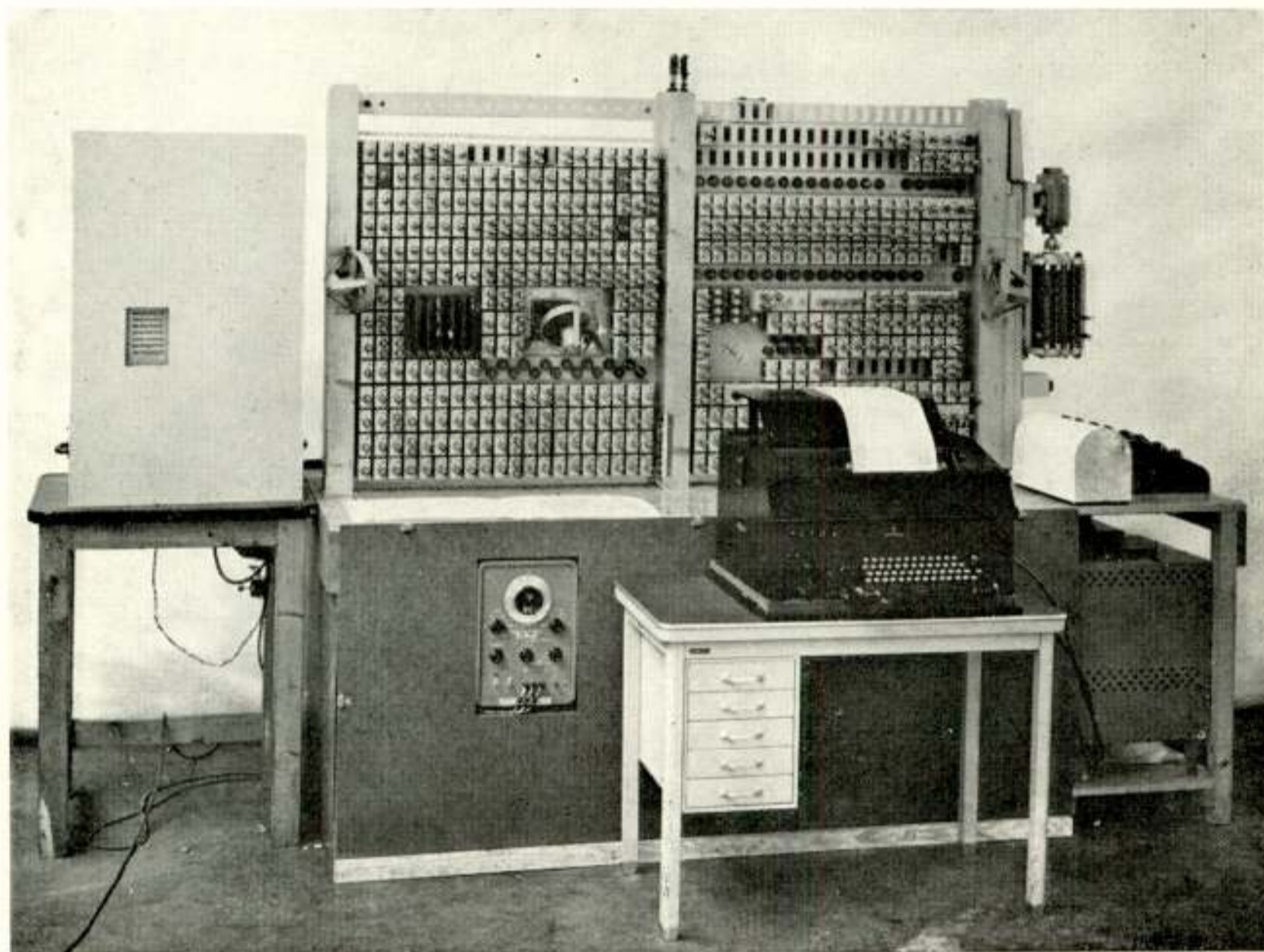


Fig 3

General view of the laboratory model of the computer.

results of the calculations are then fed directly to the teleprinter receiver. At the same time, those parts which are required for the section of the display panel are programmed to the display panel core memory.

The display panel consists of a number of indicator units which are driven by cams operating small plungers which in turn rotate nylon strips on which the letters or figures are printed. The cams are attached to a shaft which is raised or lowered by a lift behind the panel, the lift and the shaft being driven by a small electric motor. The line to which the lift will raise the driving shaft is selected from pulses fed in from the magnetic memory drum, or, in the event of no previous information about that aircraft having been received, to the first

available free line. The indicator units are each fitted with magnetic brakes which are controlled by the display panel core memory. A coding wheel which is synchronised with the position of the letters and figures on the indicator units causes the display panel core memory to activate the magnetic brakes on the appropriate indicator units as each turns on to the letter or figure required.

3. Radar.

It is now generally accepted that the provision of the fullest possible radar cover, not only for Control Areas but also for Airways, is of the utmost importance to the future development of air traffic control. Apart from the obvious contribution to improving the safety of flying, the extensive use of radar will also enable the available air space to be used more efficiently than at present, as, under the regulations of I.C.A.O. (The International Civil Aviation Organisation) aircraft under radar control require only a five mile horizontal separation. This is a very considerable improvement on the separation standards that have to be enforced when radar is not used, and it makes it possible, in poor weather, almost to double the potential handling capacity of the air traffic system.

It is not sufficient, however, only to provide radar monitoring of the Control Areas in the immediate vicinity of major airports. The complex non-radar separation standards still have to be enforced in the Airways, and much of the benefit of using radar will be lost if the Airways are not also covered. This is particularly true for jet or turboprop aircraft which may need up to 75 miles for their ascents or descents. If the radar is not used, these aircraft are not allowed to ascend or descend through a height level occupied by other, slower aircraft, and the eventual delay, even if radar is used for the final approach, will be much the same as if radar were not used at all. It is, therefore, as important to provide very long range radar cover for the Airways, as to provide close range radar cover for the Control Areas.

The increased rate of traffic flow, which the extensive use of radar makes possible, will, however, create new air traffic control problems. The number of air traffic messages and the volume of radio traffic will both be increased, and, in particular, there will be less and less time available for Controllers to make clearance plans for the aircraft. Thus, the Radar Controller may well reach his limit long before the radar system is satu-

rated, or before the potential peak capacity of the airport is reached. As it is also a very human characteristic of Radar Controllers never to refuse to accept an aircraft for radar control, there is also a risk, as military experience has shown, of the saturated Controller losing his grasp of the situation and thereby causing a dangerous confusion in the air.

In order to overcome this problem, the radar must be linked directly with the calculating elements of the system. If this is done, the aircraft movements can be accurately predicted, and the clearance plan can be made automatically with electronic speed. In this way, the controller can be relieved of the major part of his calculations. If, at the same time, he is given a radar display which will show not only the present positions of all aircraft under his control, but also the clear identification of each aircraft, his capacity will be greatly increased, and the risk of confusion will be reduced to the minimum.

Finally, it should be stressed that in civil aviation, as distinct from military aviation, the radar should be used to monitor aircraft movements, not to direct them, except in the final approach or immediately after take-off. That is, the civil pilot needs only to be told when and where to descend or ascend. He is responsible for his own navigation, and the controller should only interfere if the aircraft is standing into danger or following a wrong course. If this principle is followed, the volume of radio traffic will be considerably reduced, and the strain on both controllers and pilots will be eased.

To sum up: radar for air traffic control should (a) provide thorough monitoring of aircraft flights to the maximum possible range and (b) provide accurate data for the calculators.

The radar items in SATCO are:

- (i) *Close range radar* — 10 cm.
- (ii) *Very long range radar (SGR 200)* — 25 cm fitted with variable speed M.T.I. to erase weather clutter, and with a discrimination according to ICAO standards to a range of 200 miles.
- (iii) *Automatic tracking radars* — 10 cm with automatic "lock on" devices, and automatic checking of tracks in sequence after initial detection to a range of 150 miles.
- (iv) "*Clear-view*" PPI — dynamic display derived from computers and automatically checked and corrected by radar to give a continuous plot of aircraft, which are identified by special symbols.

NIEUWE UITGAVEN

Wij ontvingen de volgende nieuwe uitgaven:

Tien jaar Televisie in Nederland. (Uitgave Philips, Eindhoven).

Foundations of Wireless, (7e druk) door M. G. Scroggie.

Gaseous Conductors door James Dillon.

Deze uitgaven zullen in een der volgende nummers besproken worden.

Boekbespreking

Long-Wave and Medium-Wave Propagation, door H. E. Farrow, Grad. I.E.E., 1958. Voor *Wireless World* uitgegeven door Iliffe and Sons Ltd, London; 39 bladzijden, 24 figuren. Prijs 4 s 6 d.

Dit door de B.B.C. uitgegeven boekje behandelt in de eerste plaats hoe met behulp van enkele gereproduceerde standaardgrafieken (ontleend aan de Sommerfeld theorie voor korte afstanden, en aan publicaties van de C.C.I.R. voor grotere afstanden) veldsterkten van de grondgolf theoretisch berekend kunnen worden. Hierbij wordt ook het werken met de theorie van Millington voor trajecten over variërende bodemgesteldheid (land en zee) uitvoerig besproken. Van enkele praktische problemen die verder onderzocht worden noemen we het bepalen van het gebied alwaar de storende interferentiewerking van de ruimtegolf zich doet gelden, en het opstellen van tolerantie-eisen bij het uitzenden van (gelijke of verschillende) programma's door meerdere zenders op éénzelfde frequentie. Al deze stof wordt op zeer simpele wijze (zonder bewijsvoeringen) met behulp van numerieke voorbeelden toegelicht; deze voorbeelden hebben alle betrekking op situaties voorkomend bij de Engelse radio. Ondanks de zeer eenvoudige inhoud is dit werkje ook voor ingewijden interessant, in de eerste plaats omdat het vele technische gegevens over Engelse zenders bevat, in de tweede plaats omdat het de samenhang van het effectieve geleidingsvermogen van de bodem met geologische structuren in het kort naar voren brengt (verduidelijkt door een kaartje van Engeland).

H. B.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

PERSONALIA

Ir. J. BLOEMSMA

Ons lid, Ir. J. Bloemsma te Den Haag, werd aangezocht deel te willen uitmaken van de delegatie, die onze zustervereniging in Frankrijk, de Société des Radioélectriciens zal vertegenwoordigen op het congres dat van 15 tot 20 juli a.s. georganiseerd wordt te Namen (België) door de Association Française pour l'Avancement des Sciences.

ALGEMENE JAARVERGADERING GEHOUDEN OP 28 APRIL 1958 IN HET INSTITUTE OF SOCIAL STUDIES TE DEN HAAG

Van het bestuur zijn aanwezig: ir. J. J. Vormer (voorzitter), prof. dr. ir. J. L. H. Jonker (vice-voorzitter), dr. C. E. Mulders (secretaris), prof. dr. ir. J. P. Schouten (penningmeester), ir. P. H. Boukema (voorzitter examencom-

missie), ir. H. T. Hylkema (hoofdredacteur), ir. J. J. van Rijsinge, dr. ir. A. van Weel.

Verhinderd ir. Y. Boxma.

De voorzitter opent te 10.30 uur de 136e zitting. Het jaarverslag over 1957 (in dit nummer gepubliceerd) wordt door de secretaris voorgelezen en zonder opmerkingen goedgekeurd. Het financieel overzicht over 1957 (in dit nummer gepubliceerd) wordt door de penningmeester op enige sprekende punten toegelicht. Uit de vergadering komt het verzoek, het overzicht in de toekomst wederom te verspreiden voor de aanvang van de jaarvergadering. De kascommissie, bestaande uit de heren dr. ir. H. C. A. van Duuren en dr. ir. H. de Lange, verklaart bij monde van de heer van Duuren de boeken en bescheiden van de penningmeester in orde bevonden te hebben. Het beleid van de penningmeester wordt hierna door de vergadering goedgekeurd. De nieuwe kascommissie wordt benoemd en bestaat uit de heren dr. ir. H. de Lange en ir. J. Rodrigues de Miranda.

De aftredende bestuursleden prof. Jonker, prof. Schouten en ir. Hylkema worden door de vergadering herkozen.

De voorzitter merkt op, dat uit door de secretaris verzamelde gegevens blijkt, dat ons Genootschap in vergelijking met buitenlandse organisaties en gezien de ontwikkeling van de elektronische industrie in ons land een te gering ledenaantal heeft. Enige propaganda zou geen kwaad kunnen.

Aan de orde komt thans de bespreking van de plannen een examen NRG op middelbaar niveau in te stellen. De voorzitter geeft een overzicht van de stand van zaken, aansluitend op wat in het jaarverslag 1957 hierover werd medegedeeld. Een van de belangrijkste aspecten van deze zaak is, dat men verwachten moet, dat, althans in het begin, de kandidaten voor een zeer groot gedeelte van Philips opleidingsinstituten zullen komen. Er ontspint zich een uitgebreide discussie, waaraan o.m. wordt deelgenomen door de heren Gerharz, Miranda, van Gelder, van Weel, Boukema, van Duuren, Greefkes en Bloemsma en waaruit twijfel naar voren komt over de wenselijkheid van het afnemen van een dergelijk examen door het NRG. Men vraagt zich verder af: hoe zal de kwalificatie van het examen zijn in vergelijking met de MTS, thans HTS? Moet het examen een brede basisopleiding besluiten of een specialisering in een smalle piek? Wat zal de geëiste of veronderstelde vooropleiding moeten zijn? De suggestie wordt geopperd een coördinatie met de instanties, die de titel van registeringenieur verlenen, te bewerken.

Het volgende punt vermeldt de bespreking van de resultaten van de S.V.E.N. Prof. Jonker geeft nog een aanvulling op hetgeen in het jaarverslag werd vermeld, waarbij hij o.a. het groot gebrek aan goede leraren op de instituten noemt. De heer Bloemsma wenst uitdrukking te geven aan zijn dankbaarheid voor de verkregen steun en deelt mede aangenaam verrast te zijn door de omvang ervan.

Bij de rondvraag geeft ir. D. Kleis een toelichting op een door hem aan het bestuur verzonden brief, waarin hij een voorstel uitwerkt een examen geluidstechnicus op hetzelfde niveau als radiotechnicus in te stellen in samenwerking met de Geluidstichting. Bij de gedachtewisseling wordt er twijfel over uitgesproken of de animo voor dit examen voldoende groot zal zijn om de organisatie van een apart examen te rechtvaardigen, gezien ook bijv. de geringe belangstelling voor het examen televisietechnicus. De voorzitter stelt voor, dat de examencommissie de aangelegenheid nader zal bezien.

De heer van Tongerlo vraagt hoe groot het aantal WERA examenprijzen is. In antwoord hierop wordt meegedeeld, dat geen aantal is vastgesteld. Kandidaten moeten zekere minimum cijfers behalen om de prijs te krijgen. Soms worden de prijzen in geen jaren uitgereikt, in 1957 waren er daarentegen drie prijswinnaars.

De heer Bloemsma vraagt inlichtingen over de Vederprijzen. De voorzitter antwoordt, dat deze prijzen worden uitgereikt door een comité, waarmee het Genootschap geen officiële betrekkingen onderhoudt. Wel zijn de meeste leden van dit comité lid van ons Genootschap.

De heer Greefkes vestigt de aandacht op het belang van een eenduidige nomenclatuur op het gebied van de radio-elektronica, die ook op de NRG examens zou moeten worden gebruikt. Hij vraagt of het Genootschap hier geen taak heeft. Prof. Jonker verwijst naar de woordenlijsten op het gebied der

elektronica, die door de normalisatiecommissie reeds in vrij grote omvang zijn samengesteld.

De heer van Tongerlo wijst op het belang van een zorgvuldige redactie der examenopgaven. De heer Boukema antwoordt, dat deze steeds door een aantal examinatoren in overleg naar beste vermogen wordt verzorgd.

De heer van Weel komt nog eens terug op de druk, die van vele zijden op het Genootschap wordt uitgeoefend om steeds nieuwe activiteiten te ontplooiën op onderwijsgebied en de moeilijkheden om hieraan gevolg te geven. Een functionaris, die hieraan een dagtaak kon wijden, zoals buitenlandse zusterverenigingen die inderdaad soms hebben (educational officers), zou hier gewenst zijn. Misschien maakt de groei van het Genootschap de aanstelling van een dergelijke functionaris nog eens mogelijk.

De heer Bordewijk merkt op, dat het bestuur een beslissing moet nemen omtrent de vraag of met de huidige examens in hun grote omvang moet worden voortgegaan, dan wel dat men bij het Ministerie van O. K. en W. moet signaleren dat het op hun weg ligt, deze taak over te nemen. De voorzitter antwoordt hierop, dat besprekingen met het Ministerie, zo zij al succes zullen hebben, lang zullen duren en dat inmiddels de examens moeten doorgaan.

De vergadering wordt te 12.30 uur gesloten.

JAARVERSLAG OVER 1957

In het verslagjaar werden de volgende vergaderingen gehouden:

16 januari

Gemeenschappelijke vergadering met de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.V.I. te Delft. Onderwerp: Practische toepassingen van transistoren. Sprekers: dr. J. C. van Vessem, ir. E. E. P. Poelman, ir. G. Rosier. De belangstelling was bijzonder groot, er waren ca 350 deelnemers.

5 maart

129e zitting, tevens algemene jaarvergadering in Den Haag. Spreker: Mr. H. Stanesby van het Post Office Engineering Dept. Aantal aanwezigen ca. 60.

25 april

Gecombineerde vergadering met de Geluidstichting te Leidschendam. Onderwerp: Draadomroep. Sprekers: W. H. Metz, ir. G. M. Uitermark, ir. D. van den Berg en D. Visee. Aantal deelnemers ca. 100.

5 juni

130e zitting, tevens excursie naar de Radiosterrenwacht te Dwingelo. Sprekers: ir. B. G. Hooghoudt en ir. C. A. Muller. Ca. 75 deelnemers.

10 oktober

131e zitting, tevens excursie naar de N.V. Hollandse Signaalapparaten fabriek te Hengelo. Onderwerpen: Vuurleidingsradar en Air Traffic Control System "SATCO". Vele sprekers, o.m. ir. M. Staal en A. K. Martiensen. Ca. 100 deelnemers.

8 november

132e zitting te Leidschendam. Spreker: prof. dr. H. C. van de Hulst over: Radiostraling uit het heelal, ontdekkingen en problemen der radiosterrenkunde. Aantal deelnemers ca. 70.

17 december

133e zitting te Hilversum. Sprekers: dr. ir. A. van Weel over: Analyse en ontwerp van detectorschakelingen voor signalen met asymmetrische zijbanden en Dipl. Ing. A. Troost uit Ulm over: Probleme und Technik der Peilung elektrischer Wellen.

Ondanks de interessante voordrachten en demonstraties was door een onge-

lukkig samenvallen van deze zitting met andere bijeenkomsten de belangstelling uitzonderlijk laag en bestond slechts uit ca. 30 aanwezigen. Vooral tegenover de buitenlandse spreker was dit een onaangename situatie.

Het bestuur vergaderde driemaal. Op de algemene jaarvergadering werden de heren Boukema, Mulders, van Rijsinge en Vormer herkozen als bestuurslid. Het bestuur werd uitgebreid met de heren ir. Y. Boxma en dr. ir. A. van Weel.

Het tijdschrift bevatte verslagen van voordrachten, mededelingen, personalia en op zichzelf staande artikelen. Nr. 6 van de jaargang was geheel gewijd aan — en samengesteld door medewerkers van — het Dr. Neher Laboratorium te Leidschendam. De heer Ir. B. van Dijn moest wegens vertrek naar het buitenland als redacteur bedanken en werd opgevolgd door de heer ir. L. Krul.

De 22e jaargang bevatte 392 pagina's, hetgeen bijna 100 meer is dan het voorgaande jaar.

Aan de examens voor radiotechnicus en radiomonteur werd door resp. 324 en 403 kandidaten deelgenomen, waarvan resp. 95 en 174 kandidaten slaagden (= 30 en 43%). Voor 16 kandidaten technicus en 18 kandidaten monteur was het resultaat een herexamen. De belangstelling voor het examen televisietechnicus was wederom zeer gering. Slechts 5 kandidaten meldden zich, die uitsluitend mondeling werden geëxamineerd. Vier van hen slaagden. De WERA examenprijs voor een uitzonderlijk goed examenresultaat werd aan drie kandidaten radiotechnicus toegekend.

Het totaal aantal kandidaten met inbegrip van hen, die herexamen deden, bedroeg 769 (vorig jaar 896).

Op de algemene jaarvergadering werd officieel afscheid genomen van de heer B. Slikkerveer als secretaris-penningmeester van de examencommissie.

De Studiecommissie: van Hofweegen - van Tongerloo - van Weel, ingesteld tot onderzoek naar de mogelijkheid van het houden van examens op middelbaar niveau, zette haar werkzaamheden voort. Een afsluiting van de taak van de commissie werd in het verslagjaar nog niet bereikt.

De „Stichting tot bevordering van het elektronisch vakonderwijs in Nederland”, waarin aan de vertegenwoordigers van ons Genootschap een belangrijke taak is opgedragen, werd in het verslagjaar officieel bij notariële acte opgericht en begon haar werkzaamheden onder leiding van ons bestuurslid prof. Jonker. Zij wendde zich tot de industrie en overheidsinstanties om haar programma te ontvouwen. Er werden reeds niet onbelangrijke bijdragen in geld en apparaten ontvangen. De commissie, die met de distributie van deze bijdragen aan de scholen is belast, bezocht een aantal opleidingsinstituten. De algemene indruk hierbij was, dat vele scholen inderdaad sterk op steun van buiten zijn aangewezen. Het jaarverslag van de Stichting zal ook in ons tijdschrift gepubliceerd worden. De samenwerking met de VEV in deze Stichting verliep op de meest prettige wijze.

Hetzelfde geldt voor de andere gebieden van werkzaamheid, waar contact met deze organisatie aan de orde is.

De commissie, die in samenwerking met het Koninklijk Instituut van Ingenieurs werd ingesteld ter bestudering van de problemen samenhangend met het telecommunicatie-onderwijs op de HTS, begon onder leiding van ons lid Prof. G. H. Bast haar werkzaamheden. Er werd een enquête voorbereid om tot een inzicht te komen, welke de behoeften van het bedrijfsleven, in het bijzonder de industrie, op het gebied der electronica en telecommunicatie zijn en welke aantallen afgestudeerden van HTS hierin werkzaam zijn. Deze enquête zal worden gehouden op HTS-en, bij bonden van oud HTS-ers en het bedrijfsleven. Voor de uitvoering van de enquête zal de medewerking van het CBS worden ingeroepen.

Het ledenaantal van het Genootschap, volgens de ledenlijst van 1 januari 1958, bedraagt 436, tegen 405 op 1 januari 1957. De N.V. van der Heem en de N.V. KEMA traden als donateur tot het Genootschap toe.

UIT HET VERSLAG VAN DE PENNINGMEESTER OVER 1957

Ontvangsten.

De contributies zijn op enkele uitzonderingen na van buitenlandse leden, alle op tijd binnengekomen.

Voor het jaar 1957 is het aantal donateurs met één uitgebreid, n.l. de N.V. van der Heem in Den Haag, terwijl met ingang van 1 januari 1958 ook de K.E.M.A. te Arnhem als donateur is toegetreden. Hierdoor bedroeg het totaalbedrag aan donaties voor het jaar 1957 f 2030,—.

De opbrengst van de coupons bedroeg f 262,25.

Uitgaven.

In de loop van het jaar 1957 zijn de rekeningen van het tijdschrift over 1956 ontvangen terwijl ook de rekeningen over vijf van de in 1957 verschenen nummers zijn ontvangen. Deze rekeningen zijn alle betaald.

In totaal zijn in het jaar 1957 3 prijzen elk van f 100,— uitgekeerd uit het Wera-Fonds.

Aan honoraria voor het tijdschrift is uitgegeven een bedrag groot f 865,—, dat belangrijk beneden het begrootte bedrag van f 1500,— ligt.

Reserveringen.

Voor de nog te ontvangen rekening voor het zesde nummer van het tijdschrift is een bedrag van f 1000,— gereserveerd.

Voor de URSI is een bedrag van f 1680,— gereserveerd voor nog te betalen contributie over het jaar 1957.

Inkomsten en uitgaven over 1957.

<i>Inkomsten</i>			<i>Uitgaven</i>		
	Geschat	Uitkomst		Geschat	Uitkomst
Contributies	5900,—	f 6437,20	Tijdschrift '56		f 5664,14
Donaties	1780,—	f 2030,—	Tijdschrift '57	5000,—	f 4551,86
Opbr. coupons	220,—	f 262,25	Onk. Bestuur	300,—	f 260,91
Rente 1956	—	f 40,57	Onk. Sprekers	300,—	f 225,70
Diversen	—	f 375,39	Onk. Red. Comm.	300,—	f 72,13
Gereserveerd tijdschrift		f 5664,14	Zaalhuur	100,—	f 25,—
			Adm.kosten	300,—	f 300,—
			Klein drukwerk	400,—	f 453,36
			Kosten		
			Opl. V.E.V.	40,—	f 37,60
			Prijzen		
			Wera-fonds	200,—	f 300,—
			Contr. V.E.V.		f 25,—
			Hon. publicaties	1500,—	f 865,—
			Lunches	300,—	f 299,31
			Excursies	250,—	f 149,29
			Bankkosten	—	f 13,75
			Diversen	460,—	f 662,63
			Voordelig saldo		f 903,87
		f 14809,55			f 14809,55

Begroting 1958.

Voor het jaar 1958 is de ontvangst aan contributies geschat op f 8600,—.

De donaties worden geraamd op f 2130,—.

De kosten voor het tijdschrift zijn geraamd op f 6500,—.

Voor honoraria voor publicaties in het tijdschrift is een bedrag van f 1500,— begroot.

Kapitaal N.R.G.

Het kapitaal van het N.R.G. is teruggelopen van f 8530,56 tot f 7146,43.

Balans per 31 december 1957.

<i>Debet</i>		<i>Credit</i>	
Saldo girorekening	f 1685,38	Kapitaal N.R.G.	f 7146,43
Saldo Spaarbank	f 4904,03	Kapitaal URSI	f 3548,98
Effecten	f 6786,—	<i>Nog te betalen</i>	
P.M. Instrumenten	f —,—	Rek. tijdschrift	f 1000,—
P.M. oude tijdschriften	f —,—	Contributie URSI	f 1680,—
	<hr/>		<hr/>
	f 13375,41		f 13375,41

Begroting voor 1958.

<i>Inkomsten</i>		<i>Uitgaven</i>	
Contributies	f 8600,—	Tijdschrift	f 6500,—
Donaties	f 2130,—	Onkosten Bestuur	f 300,—
Opbrengst coupons	f 250,—	Onkosten Sprekers	f 300,—
Nadelig saldo	f 460,—	Onkosten Red.Comm.	f 300,—
		Zaalhuur	f 100,—
		Admin.kosten	f 300,—
		Klein drukwerk	f 400,—
		Kosten Opl. V.E.V.	f 40,—
		Prijzen Wera-Fonds	f 400,—
		Hon. Publ. tijdschr.	f 1500,—
		Lunches	f 300,—
		Excursies	f 250,—
		Diversen	f 750,—
	<hr/>		<hr/>
	f 11440,—		f 11440,—

Financieel overzicht Examen-commissie.

<i>Ontvangsten</i>		<i>Uitgaven</i>	
Examengelden voorjaar	f 13350,—	Vacaties en lonen	f 6755,—
Examengelden najaar	f 12825,—	Reis- en verblijfkosten	f 4258,08
Rente spaarbank	f 259,23	Zaalhuur	f 2785,50
Verkoop uitgewerkte examenopgaven	f 158,25	Verbruiksartikelen	f 1340,37
Diversen	f 50,—	Onderhoud instrumenten en gereedschappen	f 65,—
		Drukwerk	f 585,76
		Porti	f 598,42
		Telefoon, telegrammen	f 43,84
		Kantoorbehoeften	f 661,66
		Samenstellen examen- opgaven	f 716,—
		Correctiewerk	f 2520,—
		Salaris administrateur	f 2325,—
		Publicatie examenopgaven	f 263,—
		Diversen	f 392,88
			<hr/>
			f 23310,51
		Voordelig saldo	f 3331,97
	<hr/>		<hr/>
	f 26642,48		f 26642,48

Balans Examen-commissie per 31 december 1957.

<i>Debet</i>		<i>Credit</i>	
Saldo giro	f 2565,21	Kapitaal	f 13657,39
Saldo spaarbank	f 7356,09		
Saldo kas (incl. zegels enz.)	f 1638,87		
Instrumenten	f 449,65		
Meubilair en kantoor- machines	f 1356,40		
Gereedschappen	f 291,17		
	<hr/>		<hr/>
	f 13657,39		f 13657,39

NEDERLANDS NATIONAAL COMITE VOOR DE U.R.S.I.

Ontvangsten.

Evenals het vorige jaar bedroegen de donaties weder f 2350,—.

Uitgaven.

De contributie aan de U.R.S.I. voor het jaar 1957 is nog niet betaald. Deze bedraagt circa f 1680,—.

Kapitaal U.R.S.I.

Het kapitaal van de U.R.S.I. is gestegen van f 2878,98 tot f 3548,98.

NIEUWE LEDEN

- Ir. F. C. de Boer, Berlagelaan 149, Hilversum.
 Ir. R. I. G. Bosselaers, Adm. de Ruyterlaan 176, Hilversum.
 Ir. F. A. W. van den Burg, van der Lelystraat 51 I, Delft.
 Ir. A. J. van Eick, Hugo Verriesthof 8h, Amsterdam W 2.
 Ir. J. P. M. Gieles, Pasteurlaan 75, Eindhoven.
 Ltz. 3 Ir. P. M. E. M. van der Grinten, Marine Vliegkamp Valkenburg, Katwijk
 aan Zee.
 Ir. P. A. H. Hart, Leenderweg 125, Eindhoven.
 Ir. G. A. Joosten, Kleiweg 253, Rijswijk ZH.
 R. F. Kielstra, 19 allée des Terrasses, Le Pecq (S&O), Frankrijk.
 Dr. N. H. Knudtzon, Laan van Meerdervoort 1098, Den Haag.
 Ir. H. J. Kramer, Berlagelaan 114, Hilversum.
 Ir. F. Schouten, Van Lodesteynstraat 50, Delft.
 Ir. H. Sørbye, Van Trigtstraat 112, Den Haag.
 Ir. F. Valster, Groesstraat 7, Geldrop.
 W. van Vlerken, Kretschmar van Veenlaan 64, Hilversum.
 Ir. D. H. Wolbers, Carel Vosmaerstraat 38, Voorburg.

VOORGESTELDE LEDEN

- P. K. Buys, Javalaan Z 27, Eindhoven. (Philips)
 Ir. E. Carpentier, Adrianalaan 264, Rotterdam (Kon. Shell Lab. Delft)
 Ir. H. Lels, Thorbeckelaan 593, Den Haag. (Ned. Elektrot. Comité)
 Ir. A. A. Potjer, Blijdensteinlaan 15, Hilversum. (P.T.I.)
 Ir. H. A. J. Rijnja, Reinkenstraat 41, Den Haag. (RVO-TNO)
 A. M. Schmidt, Geerkensstraat 20a, Rotterdam. (PTT)
 W. F. Springer, Chrysantplein 18, Den Haag. (P.T.I.)
 Ir. E. Willems, Lobeliapad 7, Eindhoven. (Philips)

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN:

- Ir. E. J. van Barneveld, Gennepeweg 86, Eindhoven.
 Ir. B. G. Hooghoudt, van Vollenhovenplein 104, Leiden.
 Ir. D. Macdaniel, Volhardingstraat 71, Antwerpen.
 Ir. R. Schornagel, Eikenrodelaan 27, Amstelveen.
 F. J. Soede, p/a Aramco Overseas Comp., Laan van Meerdervoort 55, Den Haag.
 Ir. J. J. P. Valetton, Zeelsterstraat 207, Eindhoven.
 W. A. J. M. Zwijsen, Willem de Zwijgerlaan 50, Eindhoven.

CORRECTIES OP No. 2:

Men leze:

- Ir. C. J. Wustenhoff, Thomas de Keyserstraat 192, Enschede.
 Prof. Ir. Dr. J. L. van Soest, van Soutelandelaan 35, Den Haag.

Dit nummer werd gedrukt op 25 juni 1958.