

MASTER

Enkele aspecten van de synchronisatie van oscillatoren t.b.v. digitale transmissie

Salemans, J.J.C.

Award date:
1970

[Link to publication](#)

Disclaimer

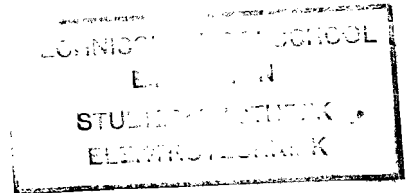
This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

1018 bse



Afdeling der Elektrotechniek

Enkele Aspecten van de
Synchronisatie van Oscillatoren
t.b.v. Digitale Transmissie

J.J.C. Salemans

Verslag van het afstudeerwerk
verricht in de groep ECA
onder leiding van
ir. J.M.H.M. Claessens
januari - november 1970

Inhoud

Samenvatting	3
Inleiding	4
1. Korte algemene beschrijving van een station	5
1.1 Principe van de werking	5
1.2 De systeemvergelijkingen voor enkelzijdige regeling	5
1.3 De systeemvergelijkingen voor dubbelzijdige regeling	7
2. De stabiliteit van de beschouwde regelsystemen	9
3. De invloed van kleine veranderingen in frekwentie en looptijd	13
4. Responsies bij enkelzijdige regeling	16
4.1 2-station systeem : sinusvormige verstoring	16
4.2 2-station systeem : stapvormige verstoring	18
4.3 3-station systeem : stapvormige verstoring	21
5. Beschrijving van het praktische systeem	23
5.1 Algemene beschrijving van een station	23
5.2 De oscillatoren	27
Slotopmerkingen	32
Appendix A : Bepaling van Δf m.b.v. de regel van Cramer	34
Appendix B : Lijst van gebruikte symbolen	35
Literatuur	36

Samenvatting.

Dit verslag beschrijft mijn afstudeerwerk in het kader van een onderzoekprogramma van de groep ECA met het doel te komen tot de bouw van een Experimenteel Digitaal Transmissienet.

Het is een voortzetting van het werk dat ir. J. Aarts tijdens zijn afstudeerperiode verricht heeft. Dit omvatte voornamelijk een algemene theoretische studie over de synchronisatie bij digitale transmissie.

Stabiliteit en afhankelijkheid van veranderingen in frekwentie en in looptijd hebben vooral mijn aandacht gehad.

Hierbij zijn twee soorten regelsystemen bekeken :

- 1e. De enkelzijdige regeling, waarbij tussen stations alleen de oscillator-signalen worden uitgewisseld.
- 2e. De dubbelzijdige regeling, waarbij tussen de stations naast de oscillator-signalen ook regelspanningen worden uitgewisseld.

Mijn praktisch werk omvatte ontwerp en bouw van enkele stations naar het ontwerp van ir. Aarts.

Inleiding.

Sinds de digitale computer zijn intrede heeft gedaan in het leven van de mens, bestaat het probleem van het transport van digitale informatie over grotere afstanden. Eerst ontwikkelde men apparatuur om gewone telefoonlijnen hiervoor te kunnen gebruiken. De seïnsnelheid bij deze datatransmissie is echter vrij laag. Toch staat deze vorm van transmissie volop in de belangstelling omdat het voorlopig de enige oplossing is.

Men voorziet echter, dat in de toekomst zo'n grote behoefte aan transport van digitale signalen zal bestaan, dat we nu reeds denken over een digitaal transmissienet. Dit is een net, aangepast aan de behoeften van een computer n.l. hoge en later waarschijnlijk zeer hoge seïnsnelheden. Gewoon telefoonverkeer kan dan via puls-code modulatie en door gebruik te maken van het "time-sharing" principe in dit net geïntegreerd worden.

Voor de goede werking van het "time-sharing" systeem is het nodig dat de informatie in het hele net synchroon wordt verwerkt. De oscillatoren in de verschillende stations moeten daarom gesynchroniseerd worden.

Deze synchronisatie is onderwerp van mijn studie geweest. Dat mijn praktisch werk een bijdrage mag zijn tot de realisering van het Experimenteel Digitaal Transmissienet van de groep ECA.

1. Korte algemene beschrijving van een station.

1.1 Principe van de werking.

Het principeschema van een station is gegeven in fig. 1. We zien hier een oscillator, een Voltage Controlled X-tal Oscillator, die opgenomen is in een Phase Locked Loop. Deze oscillator levert aan N andere stations een referentiesignaal en uit N "vreemde" stations wordt een referentiesignaal ontvangen. De looptijd van station j naar station i is τ_{ij} . Elk "vreemd" referentiesignaal wordt met het lokale signaal vergeleken in een fase-detektor (P.D) en een gekonstateerde faseafwijking wordt omgezet in een daarmee evenredige spanning (v_{ij}). Wordt alleen van deze spanningen een gewogen som bepaald en deze gebruikt als regelspanning voor de VCXO, dan spreken we van een enkelzijdig geregeld systeem.

In de N stations, die VCXO signaal $s_i(t)$ als referentiesignaal ontvangen, worden ook spanningen (v_{ji}) evenredig met faseafwijkingen gevormd. Worden deze teruggevoerd (met looptijd τ'_{ij}) naar stations i en daar gewogen en afgetrokken van de lokale spanningen v_{ij} , dan is de resulterende spanning r_i de regelspanning voor de VCXO en spreken we van een dubbelzijdig geregeld systeem. In fig. 1 is het gedeelte wat erbij komt voor de dubbelzijdige regeling gestippeld getekend.

In het volgende zullen vergelijkingen die betrekking hebben op de enkelzijdige regeling worden genummerd met (I-x) en die betrekking hebben op de dubbelzijdige regeling met (II-x).

1.2 De systeemvergelijkingen voor enkelzijdige regeling.

We nemen uit een systeem van N stations één station i (zie fig. 1). Dus i kan de waarden 1, 2, ..., N aannemen.

De frekwentie van de VCXO in station i is :

$$f_i(t) = f_{i0} + \eta r_i(t) \quad (I-1)$$

Hierin is f_{i0} de ingestelde centrale frekwentie van de i-de oscillator en η is de gevoeligheid van de oscillatorregeling $\left[\frac{1}{\text{Vsec}} \right]$. De regelspanning $r_i(t)$ is de somatoruitgangsspanning :

$$r_i(t) = \sigma \sum_{j=1}^N a_{ij} v_{ij}(t) \quad (I-2)$$

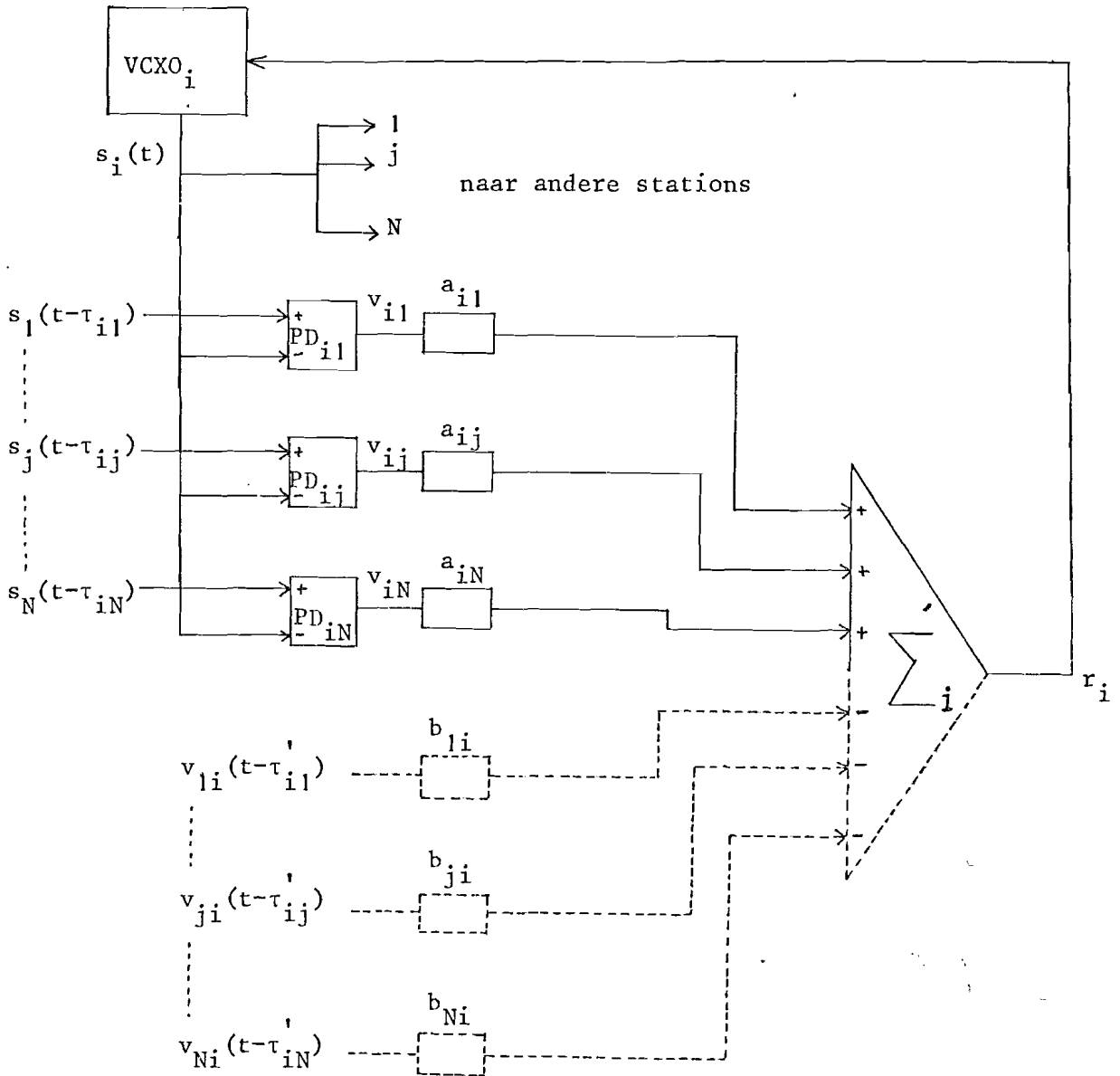


fig. 1

σ is een sommatorkonstante (een versterkingsfaktor)

$v_{ij}(t)$ is de uitgangsspanning van de j -de P.D. in station i .

Dus ook j kan de waarden $1, 2, \dots, N$ aannemen, maar $j \neq i$.

a_{ij} is de weegfaktor behorend bij $v_{ij}(t)$

$a_{ij}=0$ betekent geen verbinding van station j naar station i .

$a_{ij} \neq 0$ dan is er wel een verbinding van j naar i .

In het bijzonder geldt $a_{ii}=0$.

Tenslotte wordt $v_{ij}(t)$ bepaald door het faseverschil tussen de vergeleken signalen.

$$v_{ij}(t) = \gamma \left[p_j(t - \tau_{ij}) - p_i(t) \right] \quad (I-3)$$

γ is de gevoeligheid van de fasedetektor $[V]$ en τ_{ij} is de looptijd van station j naar station i .

Bedenken we dat geldt :

$$p_i(t) = f_i(t) \cdot t + p_{i0} \quad (I-4)$$

dan kunnen we de vergelijkingen (I-1), (I-2) en (I-3) samenvoegen tot de volgende stationsvergelijking :

$$f_i(t) = \overset{\circ}{p}_i(t) = f_{i0} + \nu \sum_{j=1}^N a_{ij} \left[p_j(t - \tau_{ij}) - p_i(t) \right] \quad (I-5)$$

met $i = 1, 2, \dots, N$.

Hierin is $\nu = \sigma \gamma$. Dit noemen we de stationskonstante $\left[\frac{1}{\text{sec}} \right]$. (I-5) stelt een stelsel van N simultane differentiaal vergelijkingen voor, de systeemvergelijkingen in het tijddomein.

1.3 De systeemvergelijkingen voor dubbelzijdige regeling.

Voor dit systeem blijft vergelijking (I-1) gelden. Vergelijking (I-2) wordt echter met een aantal termen uitgebreid.

$$r_i(t) = \sigma \left[\sum_{j=1}^N a_{ij} v_{ij}(t) - \sum_{j=1}^N b_{ji} v_{ji}(t - \tau_{ij}) \right] \quad (II-1)$$

b_{ji} is de weegfaktor van de van een "vreemd" station komende detectorspanning $v_{ji}(t - \tau_{ij})$. Als $a_{ij}=0$ dan is ook $b_{ji}=0$. Is $a_{ij} \neq 0$, dan kan $b_{ji} \neq 0$ zijn hetgeen duidt op enkelzijdige regeling. Voor de dubbelzijdige regeling is dan ook $b_{ji} \neq 0$.

τ'_{ij} is de looptijd van de detektorspanning van j naar i. We vinden nu de volgende systeemvergelijkingen :

$$f_i(t) = p_i(t) = f_{i0} + v \sum_{j=1}^N a_{ij} \{p_j(t-\tau'_{ij}) - p_i(t)\} - v \sum_{j=1}^N b_{ji} \{p_i(t-\tau'_{ji}-\tau'_{ij}) - p_j(t-\tau'_{ij})\} \quad (\text{II-2})$$

met $i = 1, 2, \dots, N$

2. De stabiliteit van de beschouwde regelsystemen.

Hierbij ga ik uit van vergelijking (II-2) voor het dubbelzijdig geregelde systeem. Invullen van $b_{ji}=0$ in de resultaten geeft dan de situatie voor de enkelzijdige regeling. We bepalen de overdrachtsfunctie van een station m.b.v. Laplace transformatie. (II-2) wordt in Laplace getransformeerde vorm :

$$sP_i(s) = F_i(s) + v \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} e^{-s\tau_{ij}} + b_{ji} e^{-s\tau'_{ij}} \right] P_j(s) - v \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} + b_{ji} e^{-s(\tau_{ji} + \tau'_{ij})} \right] P_i(s) \quad (II-3)$$

met : $i = 1, 2, \dots, N$

Hieruit volgt de overdrachtsfunctie :

$$P_i(s) = D_i(s) \cdot F_i(s) + B_i(s) \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} e^{-s\tau_{ij}} + b_{ji} e^{-s\tau'_{ij}} \right] P_j(s) \quad (II-4)$$

met :

$$D_i(s) = \frac{1}{s + v \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} + b_{ji} e^{-s(\tau_{ji} + \tau'_{ij})} \right]} = \frac{1}{s + vT}$$

$$\text{en } B_i(s) = \frac{1}{s + v \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} + b_{ji} e^{-s(\tau_{ji} + \tau'_{ij})} \right]} = \frac{v}{s + vT}$$

Een model dat bij deze vergelijking aansluit, is gegeven in fig. 2.

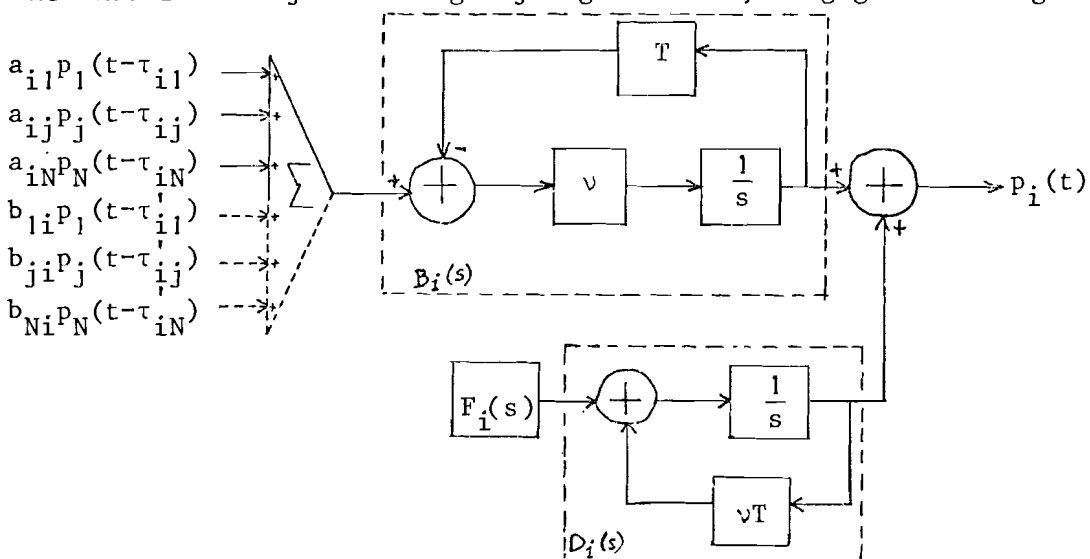


fig. 2

We zien dat $B_i(s)$ en $D_i(s)$ overdrachtsfuncties zijn van teruggekoppelde systemen. Deze moeten aan het Nyquiststabiliteitskriterium voldoen. Dit luidt : Volgt men het Nyquistdiagram van de open loop van $\omega=0$ in de richting $\omega=\infty$ en ziet men bij het passeren van de reële as het punt -1 aan de linkerzijde, dan is het teruggekoppelde systeem stabiel.

In de overdrachtsfunctie van de open loop moeten we voor het Nyquistdiagram s vervangen door $j\omega$ en de terugkoppeling moeten we in de open loop meenemen. We vinden dan zowel voor $B_i(s)$ als $D_i(s)$; $\frac{\sqrt{T}}{j\omega}$

Voor het enkelzijdig geregelde systeem

$$\text{is : } T = \sum_{j=1}^N a_{ij}$$

$$\text{Dus : } \frac{\sqrt{T}}{j\omega} = -j \frac{\sum_{j=1}^N a_{ij}}{\omega}$$

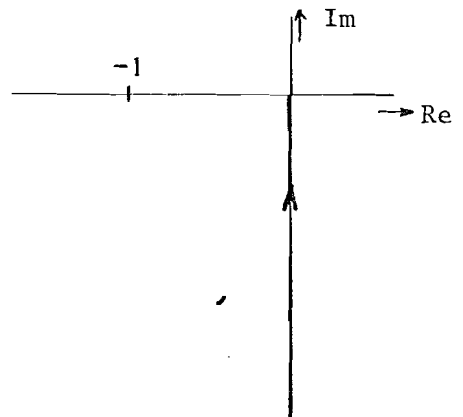


fig. 3

Het beeld hiervan als functie van ω is als getekend. Dit voldoet altijd aan Nyquist. Dus hier is stabiliteit verzekerd.

In het geval van dubbelzijdige regeling is :

$$T = \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} + b_{ji} e^{-s(\tau_{ji} + \tau_{ij})} \right]$$

T.g.v. de e -macht wordt in dit geval het Nyquistdiagram veel ingewikkelder.

Om er toch iets over te kunnen zeggen nemen we aan dat de looptijden in dezelfde orde van grootte zijn, zodat bij benadering geldt : $\tau_{ji} + \tau_{ij} = \tau$.

Dan wordt :

$$\frac{\sqrt{T}}{j\omega} = \frac{\sum_{j=1}^N (a_{ij} + b_{ji} e^{-s\tau})}{j\omega}$$

Dit splitsen we in een reëel en imaginair deel.

$$\text{Re} \left[\frac{\sqrt{T}}{j\omega} \right] = - \frac{\sqrt{T} \sin \omega \tau}{\omega \tau} \sum_{j=1}^N b_{ji}$$

$$\text{Im} \left[\frac{\sqrt{T}}{j\omega} \right] = - \frac{\sum_{j=1}^N a_{ij} + \sqrt{T} \cos \omega \tau \sum_{j=1}^N b_{ji}}{\omega}$$

Begin- en eindpunt van het diagram zijn meteen te zien.

$$\begin{aligned} \underline{\omega=0} : \operatorname{Re} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] &= -vT \sum_{j=1}^N b_{ji} & \underline{\omega=\infty} : \operatorname{Re} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] &= 0 \\ \operatorname{Im} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] &= -\infty & \operatorname{Im} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] &= 0 \end{aligned}$$

Van belang zijn de snijpunten met de reële as. Hiervoor geldt :

$$\operatorname{Im} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] = 0 \rightarrow \cos \omega\tau = - \frac{\sum_{j=1}^N a_{ij}}{N \sum_{j=1}^N b_{ji}}$$

We kunnen nu 3 gevallen onderscheiden.

$$a. \sum_{j=1}^N a_{ij} > \sum_{j=1}^N b_{ji}$$

In dit geval zijn er geen snijpunten met de Re-as want $|\cos \omega\tau| \leq 1$.

Het Nyquistdiagram zal er ongeveer uitzien als geschetst. In ieder geval is stabiliteit verzekerd.

$$b. \sum_{j=1}^N a_{ij} = \sum_{j=1}^N b_{ji} \rightarrow \cos \omega\tau = -1$$

of $\omega\tau = \pi + k \cdot 2\pi$ met $k=1, 2, \dots$

Dan is ook : $\operatorname{Re} \left[\frac{vT}{j\omega} \right] = 0$

Het diagram raakt steeds de Re-as in de oorsprong. Ook hier is stabiliteit verzekerd.

$$c. \sum_{j=1}^N a_{ij} < \sum_{j=1}^N b_{ji} \rightarrow -1 < \cos \omega\tau \leq 0$$

Snijpunten met de Re-as voor :

$$\omega\tau = \arccos - \frac{\sum_{j=1}^N a_{ij}}{N \sum_{j=1}^N b_{ji}}$$

Gaan we van $\omega=0$ naar $\omega=\infty$, dan vinden we eerst een snijpunt op het negatieve gedeelte van de Re-as en daarna op het positieve gedeelte.

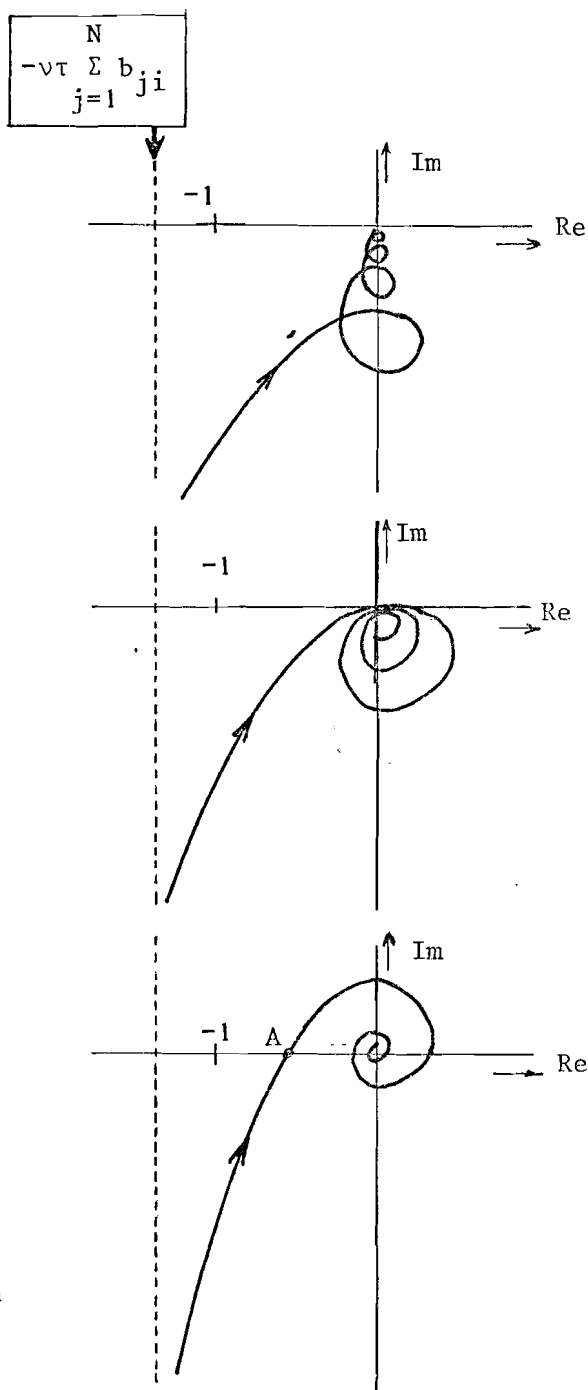


fig. 4

Het diagram ziet er ongeveer uit als getekend. Voor stabiliteit is hier vereist dat punt A rechts van punt -1 ligt. Voor punt A geldt :

$$\sin \omega\tau = +\sqrt{1-\cos^2\omega\tau} = \frac{1}{N} \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N b_{ji}\right)^2 - \left(\sum_{j=1}^N a_{ij}\right)^2}$$

met : $\frac{\pi}{2} \leq \omega\tau < \pi$

Dan wordt :

$$A = \operatorname{Re} \left[\frac{vT}{j\omega} \right]_A = -\frac{vT}{\omega\tau} \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N b_{ji}\right)^2 - \left(\sum_{j=1}^N a_{ij}\right)^2}$$

$$\text{Dus : } |A| \leq \frac{2vT}{\pi} \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N b_{ji}\right)^2 - \left(\sum_{j=1}^N a_{ij}\right)^2} \quad \left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{j=1}^N b_{ji}\right)^2 - \left(\sum_{j=1}^N a_{ij}\right)^2 < \frac{\pi^2}{4v^2\tau^2} \end{array} \right.$$

Stabiliteitseis : $|A| < 1$

Het Nyquistkriterium is echter van zuiver theoretische aard. In de praktijk moet men meestal eisen dat het punt -1 op een zekere afstand wordt gepasseerd. Een eenvoudige praktische stabiliteits eis vinden we als we als voorwaarde stellen : $\operatorname{Re} \left[\frac{vT}{j\omega} \right]_{\omega=0} \geq -1$.

Dan is namelijk zeker : $|A| < 1$.

De voorwaarde is dan : $\sum_{j=1}^N b_{ji} < \frac{1}{vT}$

Er kan aangetoond worden dat dan zelfs geldt : $|A| < \frac{2}{3}$.

Kan aan deze voorwaarde niet voldaan worden, dan kan een andere voorwaarde van praktisch belang zijn :

$$|A| < \frac{1}{2} \rightarrow \left(\sum_{j=1}^N b_{ji}\right)^2 - \left(\sum_{j=1}^N a_{ij}\right)^2 < \frac{\pi^2}{16v^2\tau^2}$$

Uit het een en ander blijkt dat bij dubbelzijdige regeling de kans op instabiliteit groter is. In de praktijk zal echter aan de stabiliteitseis gemakkelijk voldaan kunnen worden.

3. De invloed van kleine veranderingen in frekwentie en looptijd.

We zullen een uitdrukking afleiden voor de verandering van de systeemfrequentie t.g.v. kleine lokale verstoringen en van kleine veranderingen van de looptijden van de kabels. We gaan weer uit van de systeemvergelijkingen voor het dubbelzijdig geregelde systeem (II-2).

$$f_i(t) = f_{i0} + v \sum_{j=1}^N a_{ij} \{p_j(t - \tau_{ij}) - p_i(t)\} - v \sum_{j=1}^N b_{ji} \{p_i(t - \tau_{ji} - \tau'_{ij}) - p_j(t - \tau'_{ij})\}$$

met $i = 1 \text{ t/m } N$

Neem nu aan dat op een bepaald moment het systeem in rust is. De systeemfrequentie f_0 is dus konstant.

Dan wordt (I-4) : $p_i(t) = f_0 t + p_{i0}$

of : $p_j(t - \tau_{ij}) - p_i(t) = p_{j0} - p_{i0} - f_0 \tau_{ij}$

en : $p_i(t - \tau_{ji} - \tau'_{ij}) - p_j(t - \tau'_{ij}) = p_{i0} - p_{j0} - f_0 \tau_{ji}$

Dit invullen in (II-2) geeft :

$$f_0 = f_{i0} + v \sum_{j=1}^N a_{ij} [p_{j0} - p_{i0} - f_0 \tau_{ij}] - v \sum_{j=1}^N b_{ji} [p_{i0} - p_{j0} - f_0 \tau_{ji}] \quad (\text{II-5})$$

met $i = 1 \text{ t/m } N$

Nu nemen we aan dat na een aantal kleine verstoringen weer een nieuwe rustsituatie is ontstaan, met een systeemfrequentie $f_0 + \Delta f$. Voor Δf geldt dan :

$$\Delta f = \Delta f_i + v \sum_{j=1}^N (a_{ij} + b_{ji}) \Delta p_j - v g_i \Delta p_i - v \sum_{j=1}^N [a_{ij} \Delta(f_0 \tau_{ij}) - b_{ji} \Delta(f_0 \tau_{ji})]$$

$i = 1 \text{ t/m } N \quad (\text{II-6})$

waarin : $g_i = \sum_{j=1}^N (a_{ij} + b_{ji})$

en : $\Delta(f_0 \tau_{ij}) = (f_0 + \Delta f)(\tau_{ij} + \Delta \tau_{ij}) - f_0 \tau_{ij} \approx f_0 \Delta \tau_{ij} + \Delta f \cdot \tau_{ij}$

We normeren de fases op de fase van het eerste station.

$$p_i'(t) = p_i(t) - p_1(t) = p_{i0} - p_{10} \rightarrow \Delta p_i' = \Delta p_i - \Delta p_1$$

Dan wordt (II-6) :

$$\Delta f + v g_i \Delta p_i - v \sum_{j=2}^N (a_{ij} + b_{ji}) \Delta p_j = \Delta f_i - v \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} \Delta(f_0 \tau_{ij}) - b_{ji} \Delta(f_0 \tau_{ji}) \right]$$

$i = 1 \text{ t/m } N \quad \text{(II-7)}$

We hebben hier een stelsel van N vergelijkingen met N onbekenden, waaruit we Δf m.b.v. de regel van Cramer kunnen oplossen. (Appendix A)

$$\Delta f = \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i}{\sum_{i=1}^N D_i} - \frac{v \sum_{i,j=1}^N \left[D_i a_{ij} - D_j b_{ij} \right] \Delta(f_0 \tau_{ij})}{\sum_{i=1}^N D_i}$$

(II-8)

Deze formule is geen expliciete uitdrukking voor Δf want $\Delta(f_0 \tau_{ij})$ is ook nog afhankelijk van Δf .

Immers : $\Delta(f_0 \tau_{ij}) = f_0 \Delta \tau_{ij} + \Delta f \tau_{ij} + \Delta f \Delta \tau_{ij}$.

Vullen we dit in (II-8) in met verwaarlozing van $\Delta f \cdot \Delta \tau_{ij}$, omdat deze term kwadratisch klein is, dan vinden we :

$$\Delta f \approx \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i - v f_0 \sum_{i,j=1}^N (D_i a_{ij} - D_j b_{ij}) \Delta \tau_{ij}}{\sum_{i=1}^N D_i + v \sum_{i,j=1}^N (D_i a_{ij} - D_j b_{ij}) \tau_{ij}}$$

(II-9)

De uitdrukking voor Δf bij het enkelzijdig geregelde systeem vinden we door in (II-9) $b_{ij}=0$ in te vullen.

$$\Delta f \approx \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i - v f_0 \sum_{i,j=1}^N D_i a_{ij} \Delta \tau_{ij}}{\sum_{i=1}^N D_i + v \sum_{i,j=1}^N D_i a_{ij} \tau_{ij}}$$

(I-6)

Zien we aan deze formule dat bij enkelzijdige regeling aan de invloeden van looptijden en looptijdsveranderingen niets is te doen, uit (II-9) blijkt dat bij dubbelzijdige regeling deze invloeden opgeheven kunnen worden.

Candy en Karnaug komen voor hun model tot eenzelfde uitdrukking als (II-9) [formule (20) Lit. 4] en geven een regel om de looptijdinvloeden in het systeem te elimineren zonder determinanten uit te moeten rekenen.

Hij luidt :

$$k_i a_{ij} = k_j b_{ij} \quad \text{met} \quad \begin{cases} i=1 \text{ t/m } N \\ j=1 \text{ t/m } N \\ k_i \text{ positieve getallen} \end{cases}$$

Aan te tonen is dat onder deze voorwaarde geldt :

$$\frac{D_i}{k_i} = \frac{D_1}{k_1} = \text{konstant, onafhankelijk van } i.$$

$$\text{Dan is : } D_i a_{ij} - D_j b_{ij} = D_i a_{ij} - D_j \frac{k_i}{k_j} a_{ij} = a_{ij} k_i \left(\frac{D_i}{k_i} - \frac{D_j}{k_j} \right) = 0$$

De afhankelijkheid van τ_{ij} en $\Delta \tau_{ij}$ verdwijnt dus. Voor Δf vinden we dan :

$$\Delta f = \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i}{\sum_{i=1}^N D_i} = \frac{\frac{D_1}{k_1} \sum_{i=1}^N k_i \Delta f_i}{\frac{D_1}{k_1} \sum_{i=1}^N k_i} = \frac{\sum_{i=1}^N k_i \Delta f_i}{\sum_{i=1}^N k_i} \quad (\text{II-10})$$

Deze uitdrukking houdt tevens in dat de systeemfrequentie wordt bepaald door een gewogen gemiddelde van de vrijlopende stationsfrequenties.

Een bijzonder geval : $k_i = 1$ voor $i=1 \text{ t/m } N$

Dus $a_{ij} = b_{ij}$ geeft :

$$\Delta f = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta f_i \quad (\text{II-11})$$

In dit geval is de systeemfrequentie gelijk aan het gemiddelde van de vrijlopende stationsfrequenties.

4. Responsies bij enkelzijdige regeling.

Van enkele eenvoudige systemen zijn responsies op verstoringen bepaald.

4.1 2-stationsysteem : sinusvormige verstoring.

Bij dit geval laten we de looptijd buiten beschouwing. In station 1 wordt de frekwentie sinusvormig gevarieerd. Nu zijn er 2 mogelijkheden :

a. Unilaterale verbinding d.w.z. er is alleen een verbinding van station 1 naar station 2.

Neem aan $v_1=v_2=v$ en $a_{21}=1$.

Uit (I-5) volgt :

$$f_{1\sim}(t) = p_{1\sim}^0(t) = \sin \omega t \rightarrow sP_{1\sim}(s) = \frac{\omega}{s^2+\omega^2}$$

$$f_{2\sim}(t) = p_{2\sim}^0(t) = v\{p_{1\sim}(t)-p_{2\sim}(t)\} \rightarrow sP_{2\sim}(s) = vP_{1\sim}(s)-vP_{s\sim}(s)$$

Dus :

$$P_{2\sim}(s) = \frac{v\omega}{s(s^2+\omega^2)(s+v)} \rightarrow F_{2\sim}(s) = \frac{v\omega}{(s^2+\omega^2)(s+v)}$$

Terugtransformeren geeft voor $f_{2\sim}(t)$:

$$f_{2\sim}(t) = \frac{v}{\sqrt{v^2+\omega^2}} \sin(\omega t - \phi_1) + \frac{v\omega}{v^2+\omega^2} e^{-vt}$$

met $\phi_1 = \arctan \frac{\omega}{v}$

Bekijken we een RC filtertje (fig. 5)

met ingangssignaal $v_1(t) = \sin \omega t$

dan vinden we voor $V_2(s)$:

$$V_2(s) = \frac{\frac{1}{RC} \omega}{(s^2+\omega^2)(s + \frac{1}{RC})}$$

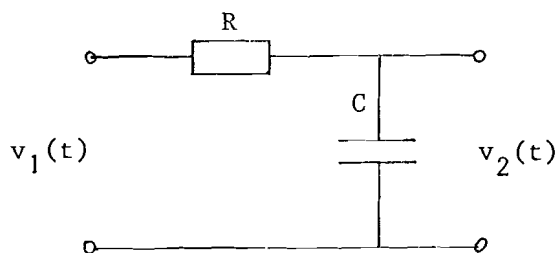


fig. 5

Deze uitdrukking is identiek aan die voor $F_{2\sim}(s)$ voor $\frac{1}{RC} = v$. Een station heeft dus een laagdoorlatend karakter voor verstoringen d.w.z. alleen langzame veranderingen worden gevolgd. Het 3-dB punt van de overdrachtskarakteristiek ligt bij $\omega=v$.

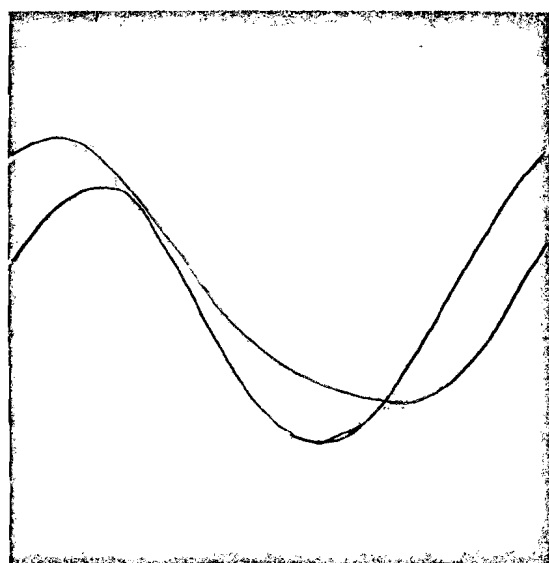


fig. 6a

Unilaterale verbinding

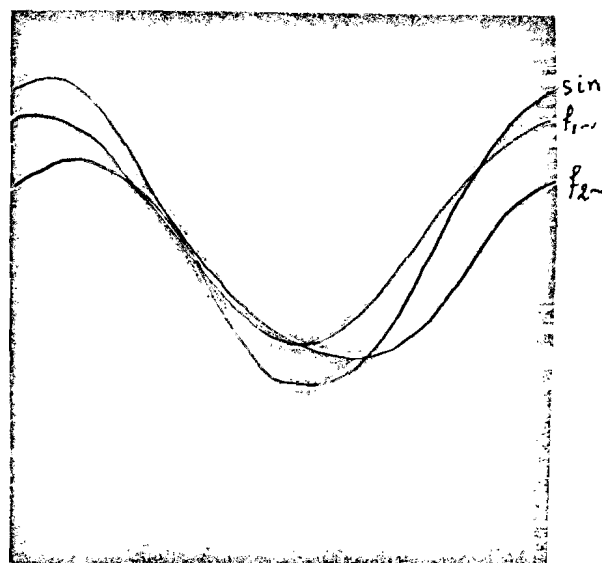


fig. 6b

Bilaterale verbinding

- b. Bilaterale verbinding : d.w.z. er is zowel een verbinding van station 1 naar station 2 als van station 2 naar station 1.

Nu volgt uit (I-5) :

$$f_{1\sim}(t) = p_{1\sim}^0(t) = \sin \omega t + v [p_{2\sim}(t) - p_{1\sim}(t)]$$

$$f_{2\sim}(t) = p_{2\sim}^0(t) = v [p_{1\sim}(t) - p_{2\sim}(t)]$$

$$sP_{1\sim}(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} + vP_{2\sim}(s) - vP_{1\sim}(s)$$

$$sP_{2\sim}(s) = vP_{1\sim}(s) - vP_{2\sim}(s)$$

M.b.v. de regel van Cramer :

$$P_{1\sim}(s) = \frac{\omega(s+v)}{(s^2+\omega^2)(s^2+2vs)} \rightarrow F_{1\sim}(s) = \frac{\omega(s+v)}{(s^2+\omega^2)(s+2v)}$$

$$P_{2\sim}(s) = \frac{\omega v}{(s^2+\omega^2)(s^2+2vs)} \rightarrow F_{2\sim}(s) = \frac{\omega v}{(s^2+\omega^2)(s+2v)}$$

Na terugtransformeren en na enkele bewerkingen vinden we :

$$f_{1\sim}(t) = \frac{\sqrt{v^2+\omega^2}}{\sqrt{4v^2+\omega^2}} \sin(\omega t + \phi_2) - \frac{\omega v}{4v^2+\omega^2} e^{-2vt}$$

$$\text{met } \phi_2 = \arctan \frac{\omega v}{2v^2+\omega^2}$$

$$f_{2\sim}(t) = \frac{v}{\sqrt{4v^2+\omega^2}} \sin(\omega t - \phi_3) + \frac{\omega v}{4v^2+\omega^2} e^{-2vt}$$

$$\text{met } \phi_3 = \arctan \frac{\omega}{2v}$$

4.2 2 station-systeem : stapvormige verstoring.

We willen de responsie op een stapvormige verstoring in frekwentie bekijken bij een bilateraal verbonden systeem van 2 stations zonder en met looptijden. We nemen weer aan : $v_1=v_2=v$ en $a_{12}=a_{21}=1$.

Uit (II-3) volgt ($b_{ij}=0$ en verstoring in station 1) :

$$sP_{1\sim}(s) = \frac{1}{s} + vP_{2\sim}(s)e^{-s\tau_{12}} - vP_{1\sim}(s)$$

$$sP_{2\sim}(s) = vP_{1\sim}(s)e^{-s\tau_{21}} - vP_{2\sim}(s)$$

$$F_{1\sim}(s) = sP_{1\sim}(s) = \frac{s+v}{(s+v)^2 - v^2 e^{-s(\tau_{12}+\tau_{21})}}$$

$$F_{2\sim}(s) = sP_{2\sim}(s) = \frac{v e^{-s\tau_{21}}}{(s+v)^2 - v^2 e^{-s(\tau_{12}+\tau_{21})}}$$

De eindafwijking volgt uit de eindwaardestelling :

$$f_1(\infty) = f_2(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s F_{1\sim}(s)$$

Ontwikkel de e-macht in de noemer in een reeks :

$$F_{1\sim}(s) = \frac{s+v}{s^2+2vs+v^2-v^2[1-s(\tau_{12}+\tau_{21})+\dots]}$$

Dus :

$$f(\infty) = \frac{v}{2v+v^2(\tau_{12}+\tau_{21})} = \frac{1}{2+v(\tau_{12}+\tau_{21})}$$

Voor $\tau_{12}=\tau_{21}=0 \rightarrow f(\infty) = \frac{1}{2}$

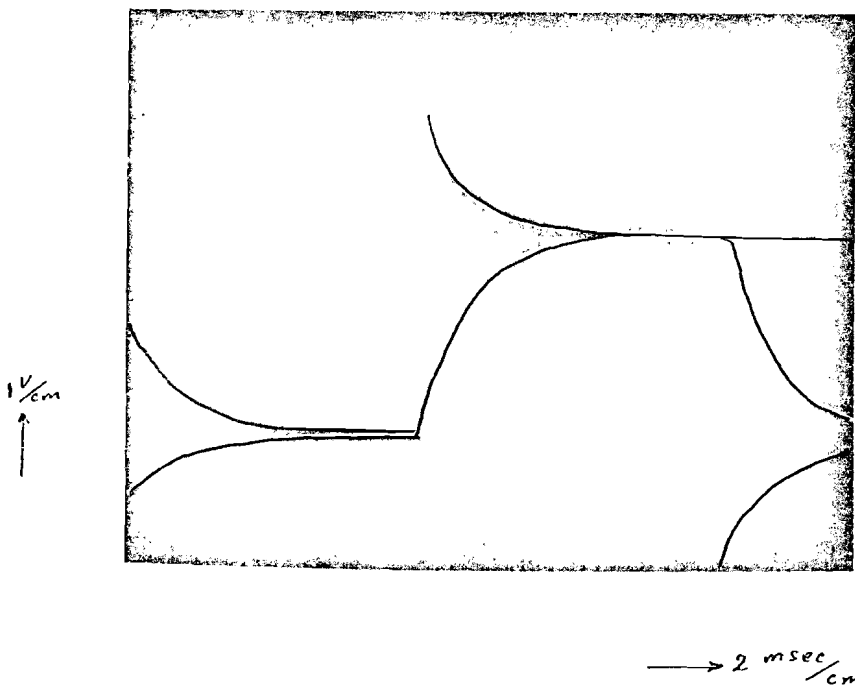
Voor dit geval is de responsie ook gemakkelijk te bepalen.

$$f_{1\sim}(t) = \frac{1}{2} [1 + e^{-2vt}] \cdot U(t)$$

$$f_{2\sim}(t) = \frac{1}{2} [1 - e^{-2vt}] \cdot U(t)$$

(I-7)

Ook hieruit volgt $f_1(\infty) = f_2(\infty) = \frac{1}{2}$



$$\left. \begin{matrix} a_{12} = \frac{1}{2} \\ a_{21} = 1 \end{matrix} \right\} f(\infty) = \frac{2}{3}$$

fig. 7

Nu het geval : $\tau_{12} = \tau_{21} = \tau \neq 0$.

$$F_{1\sim}(s) = \frac{s+v}{(s+v)^2 - v^2 e^{-2s\tau}}$$

$$F_{2\sim}(s) = \frac{ve^{-s\tau}}{(s+v)^2 - v^2 e^{-2s\tau}}$$

We kunnen hiervoor schrijven :

$$F_{1\sim}(s) = \frac{s+v}{(s+v+ve^{-s\tau})(s+v-ve^{-s\tau})}$$

$$F_{2\sim}(s) = \frac{ve^{-s\tau}}{(s+v+ve^{-s\tau})(s+v-ve^{-s\tau})}$$

of :

$$F_{1\sim}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{s+v-ve^{-s\tau}} + \frac{1}{s+v+ve^{-s\tau}} \right]$$

$$F_{2\sim}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{s+v-ve^{-s\tau}} - \frac{1}{s+v+ve^{-s\tau}} \right]$$

Zijn we alleen geïnteresseerd in de responsie op tijden die groot zijn t.o.v. τ , dan geldt : $s\tau \ll 1$ of $e^{-s\tau} \approx 1-s\tau$

Dan is :

$$F_{1\sim}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\frac{1+v\tau}{s}} + \frac{1}{s + \frac{2v}{1-v\tau}} \right]$$

$$F_{2\sim}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\frac{1+v\tau}{s}} - \frac{1}{s + \frac{2v}{1-v\tau}} \right]$$

of :

$$f_{1\sim}(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1+v\tau} + \frac{1}{1-v\tau} e^{-\frac{2v}{1-v\tau}t} \right] \cdot U(t)$$

$$f_{2\sim}(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1+v\tau} - \frac{1}{1-v\tau} e^{-\frac{2v}{1-v\tau}t} \right] \cdot U(t)$$

(I-8)

Voor $f(\infty)$ vinden we dezelfde uitdrukking als op de vorige bladzijde als we daar $\tau_{12}=\tau_{21}=\tau$ invullen.

Ook vinden we dezelfde eindafwijking uit (I-6) als we daar invullen :

$$(\Delta\tau_{ij}=0) \quad a_{12}=a_{21}=1, \quad D_1=D_2=v, \quad \tau_{12}=\tau_{21}=\tau, \quad \Delta f_1=1 \text{ en } \Delta f_2=0.$$

Dan wordt (I-6) :

$$\Delta f = \frac{1}{2+2v\tau} = f(\infty)$$

Vergelijken we (I-8) met (I-7), dan zien we dus een kleiner wordende eindafwijking met toenemende looptijd en het systeem wordt sneller. Is de tijdconstante bij dit systeem zonder looptijd gelijk aan $\frac{1}{2v}$ sec, met looptijd bedraagt die : $\frac{1-v\tau}{2v}$ sec.

4.3 3-station systeem : stapvormige verstoring.

Hier bekijk ik de unilaterale ring met drie stations, geschakeld volgens figuur 8 en met een stapvormige verstoring in frequentie in station 1.

De looptijden laat ik buiten beschouwing.

De getransformeerde systeemvergelijkingen volgen weer uit (II-3).

$$sP_{1\sim}(s) = \frac{1}{s} + vP_{3\sim}(s) - vP_{1\sim}(s)$$

$$sP_{2\sim}(s) = vP_{1\sim}(s) - vP_{2\sim}(s)$$

$$sP_{3\sim}(s) = vP_{2\sim}(s) - vP_{1\sim}(s)$$

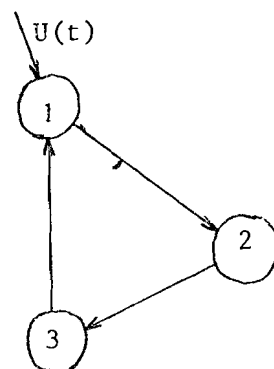


fig. 8

Met de regel van Cramer is dit stelsel vergelijkingen op te lossen

$$F_{1\sim}(s) = sP_{1\sim}(s) = \frac{(s+v)^2}{s \left[\left(s + \frac{3}{2}v \right)^2 + \left(\frac{1}{2}v\sqrt{3} \right)^2 \right]}$$

$$F_{2\sim}(s) = sP_{2\sim}(s) = \frac{v(s+v)}{s \left[\left(s + \frac{3}{2}v \right)^2 + \left(\frac{1}{2}v\sqrt{3} \right)^2 \right]}$$

$$F_{3\sim}(s) = sP_{3\sim}(s) = \frac{v^2}{s \left[\left(s + \frac{3}{2}v \right)^2 + \left(\frac{1}{2}v\sqrt{3} \right)^2 \right]}$$

Terugtransformeren geeft als oplossing :

$$f_{1_}(t) = \frac{1}{3} \left[1 + 2e^{-\frac{3}{2} vt} \cos \frac{1}{2} v\sqrt{3} t \right] \cdot U(t)$$

$$f_{2_}(t) = \frac{1}{3} \left[1 - 2e^{-\frac{3}{2} vt} \cos \left(\frac{1}{2} v\sqrt{3} t + \frac{\pi}{3} \right) \right] \cdot U(t)$$

$$f_{3_}(t) = \frac{1}{3} \left[1 - 2e^{-\frac{3}{2} vt} \cos \left(\frac{1}{2} v\sqrt{3} t - \frac{\pi}{3} \right) \right] \cdot U(t)$$

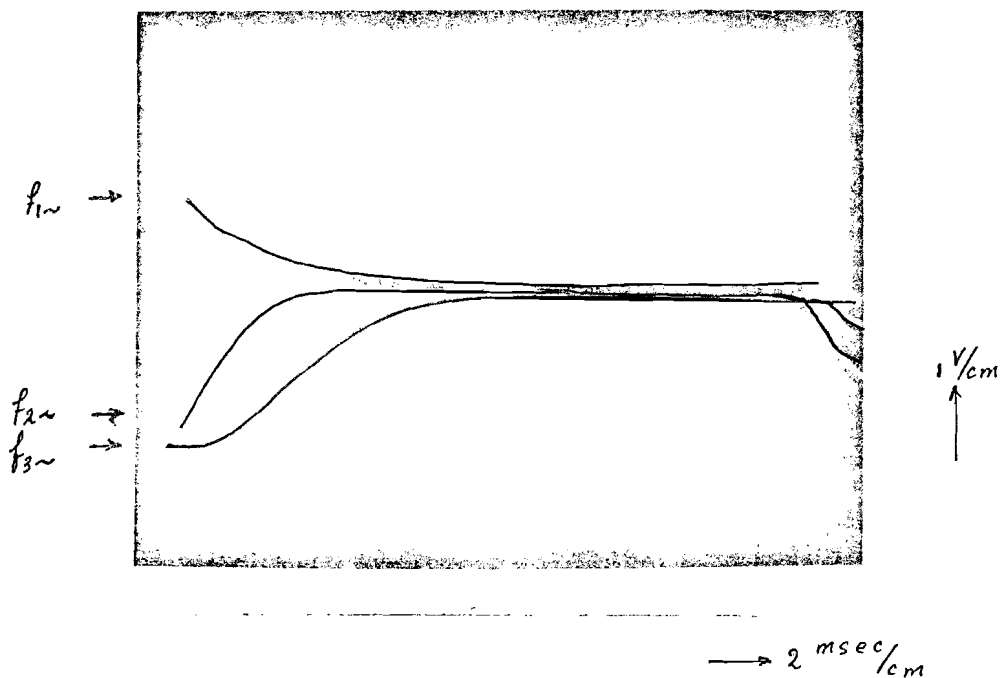


fig. 9

De responsie in de verschillende stations zijn dus exponentieel gedempte sinussen met als eindafwijking voor de frekwentie : $f(\infty) = \frac{1}{3}$. De overshoot in $f_{3_}(t)$ is klein ($< 1\%$). In $f_{1_}(t)$ is die ongeveer 4% en in $f_{2_}(t)$ zelfs ongeveer 15%.

Dit geeft dus een vrij onrustige regeling. Bij opneming van meer stations in zo'n unilaterale ring wordt dit effect nog sterker (lit. 3). Het is aan te bevelen om in een systeem dergelijke configuraties te vermijden.

5. Beschrijving van het praktische systeem.

De gerealiseerde stations zijn alleen geschikt voor een systeem werkend volgens het principe van de enkelzijdige regeling. Van de praktische opbouw van zo'n station zal een korte algemene beschrijving worden gegeven. Daarna zullen enkele problemen, die mijns inziens de moeite van het nader bestuderen waard zijn, worden besproken.

5.1 Algemene beschrijving van een station.

Het schema van een station is getekend in fig. 10, gedeeltelijk als blokschema gedeeltelijk gedetailleerd. Naast de al bekende onderdelen van de phase locked loop nl. de VCXO, de fasedetektoren en de sommatoren, zijn enkele nieuwe delen aangegeven te weten : de bij de oscillator horende lokale deler en de bij de fasedetektoren horende inkomende delers. De centrale frekwentie van de VCXO's is 20,48 MHz. Door deling zijn daarnaast signalen met een frekwentie van 10,24 en 5,12 MHz beschikbaar. Verdere deling tot signaal i een frekwentie heeft van ongeveer 640 kHz, dit is $\frac{1}{32}$ van de oscillatorfrekwentie, vindt plaats om het bereik van de fasedetektor uit te breiden. Bij transmissie met een snelheid van 10,24 Mbit per sec is dit bereik + en - 8 bit. In de inkomende delers moet nog zo vaak gedeeld worden tot signaal j ook een frekwentie van ongeveer 640 kHz heeft. Zoals in de figuur is aangegeven is de inkomende deler gemakkelijk aan te passen aan de in het systeem toegepaste transmissiesnelheid.

De fasedetektor is een zaagtandcomparator. Op de negatieve flanken van i en \bar{j} wordt flip flop F_{j6} geset respectievelijk gereset. Zijn i en \bar{j} in tegenfase, d.w.z. i en j in fase, dan heeft signaal \bar{e} een duty cycle van 50%. Komt i in fase vóór t.o.v. j dan wordt de duty cycle kleiner dan 50% en raakt i in fase achter t.o.v. j dan wordt die groter dan 50%. Nu is de lading op C_D evenredig met de duur van de puls \bar{e} , dus de spanning v_{ij} ook. In de tijd dat \bar{e} laag is wordt C_D snel ontladen.

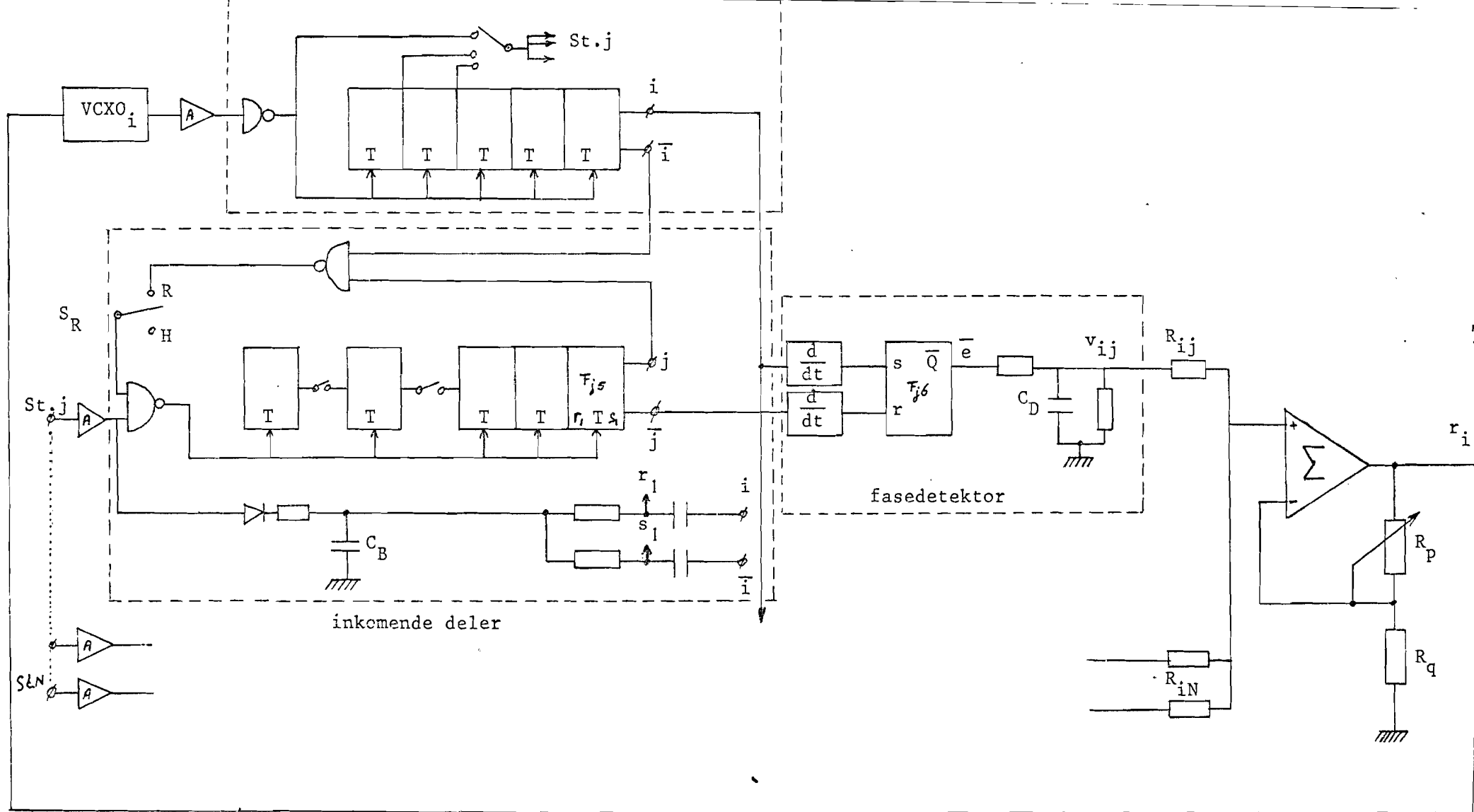


fig. 10

In fig. 11 is het verloop van v_{ij} in station i en van v_{ji} in station j te zien. Hierbij was frekwentie f_i iets groter dan f_j . Bij de meting was de loop onderbroken. Nu is :

$$v_{ij} = \gamma\{p_j(t) - p_i(t)\} = \gamma\{f_j t - f_i t + \Delta p_{oi}\} = -\gamma\Delta f \cdot t + \gamma\Delta p_{oi}$$

$$v_{ji} = \gamma\{p_i(t) - p_j(t)\} = \gamma\{f_i t - f_j t + \Delta p_{oj}\} = \gamma\Delta f \cdot t + \gamma\Delta p_{oj}$$

Is γ een konstante, dan neemt v_{ij} lineair met de tijd af en v_{ji} lineair met de tijd toe. Uit fig. 11 blijkt dus dat γ inderdaad bij benadering een konstante is.

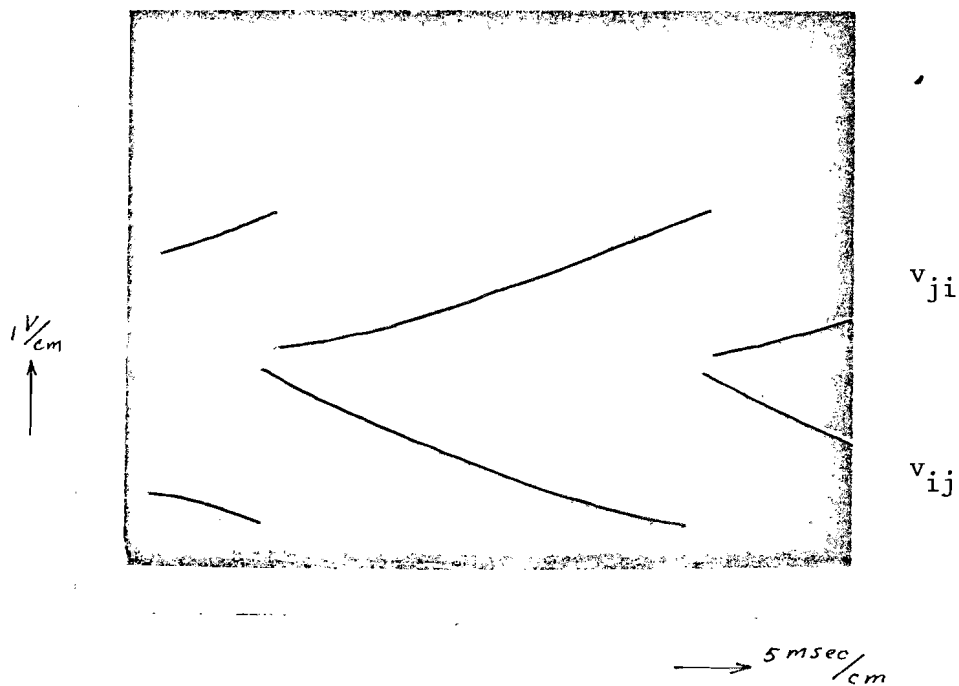


fig. 11

In de sommator wordt de gewogen som van de spanningen v_{ij} bepaald en tevens wordt deze somspanning zó aangepast dat de uitgangsspanning r_i geschikt is als regelspanning voor de VCXO.

Voor de uitgangsspanning r_i van de sommatoren volgens fig. 10 vinden we :

$$r_i = \frac{R_p + R_q}{R_q} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \dots + \frac{1}{R_{iN}}} \cdot \left[\frac{v_{i1}}{R_{i1}} + \frac{v_{i2}}{R_{i2}} + \dots + \frac{v_{iN}}{R_{iN}} \right]$$

of :

$$r_i = \frac{R_p + R_q}{R_q} \cdot \text{impedantie} \left[R_{i1} || R_{i2} || \dots || R_{iN} \right] \cdot \left[\frac{v_{i1}}{R_{i1}} + \frac{v_{i2}}{R_{i2}} + \dots + \frac{v_{iN}}{R_{iN}} \right]$$

waarin $||$ betekent : parallel geschakeld aan.

We hebben in hoofdstuk 1 aangenomen :

$$r_i = \sigma \sum_{j=1}^N a_{ij} v_{ij}$$

Hieruit volgt :

$$\sigma = \frac{R_p + R_q}{R_q} : \text{in te stellen met potentiometer } R_p$$

en :

$$a_{ij} = \frac{1}{R_{ij}} \cdot \text{impedantie} \left[R_{i1} || R_{i2} || \dots || R_{iN} \right]$$

Dit is een vrij ingewikkelde uitdrukking voor a_{ij} .

Maar het is gemakkelijk in te zien dat altijd voldaan is aan : $\sum_{j=1}^N a_{ij} = 1$,
 waardoor σ gemakkelijk te bepalen is.

Bij de inkomende deler zijn nog een tweetal voorzieningen aangebracht,
 te weten : de resetschakeling en de beveiliging.

a. De resetschakeling.

Wordt een nieuw station j verbonden met station i , dan wordt bij het aansluiten het faseverschil tussen de signalen i en j bepaald door de flank waarop in de inkomende deler de deling begint. Een groot faseverschil zal een ontoelaatbare verstoring in het systeem veroorzaken. Wordt bij het aansluiten schakelaar S_R eerst in de stand R gezet, dan worden net zo veel klokpulsen onderdrukt als nodig is om het faseverschil tussen de signalen i en j minimaal te maken, dit is kleiner dan overeenkomend met één periode van het binnenkomende signaal. De reset kan dan opgeheven worden door S_R in stand H te zetten. Door alle inkomende delers gelijktijdig te resetten kan een algehele reset van het systeem verkregen worden.

b. De beveiliging.

Komt op zeker ogenblik uit station j geen signaal meer b.v. door een storing in j of door kabelbreuk, dan zal signaal j permanent hoog of laag zijn. Flip-flop F_{j6} wordt dan niet meer gereset, \bar{e} blijft dan laag en dus v_{ij} blijft minimaal. Er wordt dan steeds een maximale faseafwijking gedetekteerd, wat het hele systeem verstoord.

De beveiliging is nu zó ontworpen dat, als het signaal uit station j voldoende sterk is de set- en resetpulsen s_1 en r_1 afgeleid van respectievelijk \bar{i} en i het omklapniveau van flip-flop F_{j5} niet bereiken en deze als gewone deler flip-flop werkt. Bij wegvallen van het signaal uit station j zal F_{j5} als SR flip-flop werken en krijgen we aan de uitgang i en \bar{i} i.p.v. j en \bar{j} . Er wordt dan een faseverschil nul gedetekteerd, waardoor een foutieve regelspanning wordt voorkomen.

5.2 De oscillatoren.

Dit zijn Voltage Controlled X-tal Oscillators van het type HCD 35VC. De regelspanning komt over een varactor diode te staan. De capaciteit van deze diode bepaalt mede de oscillatorfrequentie. Deze frequentie kan afgeregeld worden op 20,48 MHz bij 4 volt regelspanning. Verandering van de regelspanning geeft een evenredige verandering in frequentie en volgens de importeur zou de overdracht lineair zijn. In fig. 12 zijn de regelkarakteristieken van de zes in de groep ECA aanwezige VCXO's van dit type uitgezet. Het blijkt dat de lineariteit slechts geldt in een zeer klein regelgebiedje en dat de karakteristieken onderling nogal verschillen. (De nummers bij de karakteristieken van fig. 12 zijn hetzelfde als de laatste cijfers van de serienummers van de oscillatoren).

Hieruit blijkt dat de als konstante aangenomen gevoeligheid van de oscillatorregeling geen konstante is, dus de stationskonstante v ook niet.

In 4.1 is aangetoond dat een station zich gedraagt als een laagdoorlaatfilter met $\omega_g = v$. Hiervan heb ik gebruik gemaakt om v als functie van de oscillatorfrequentie f_0 te bepalen. De gebruikte meetopstelling is in fig. 13 schematisch weergegeven

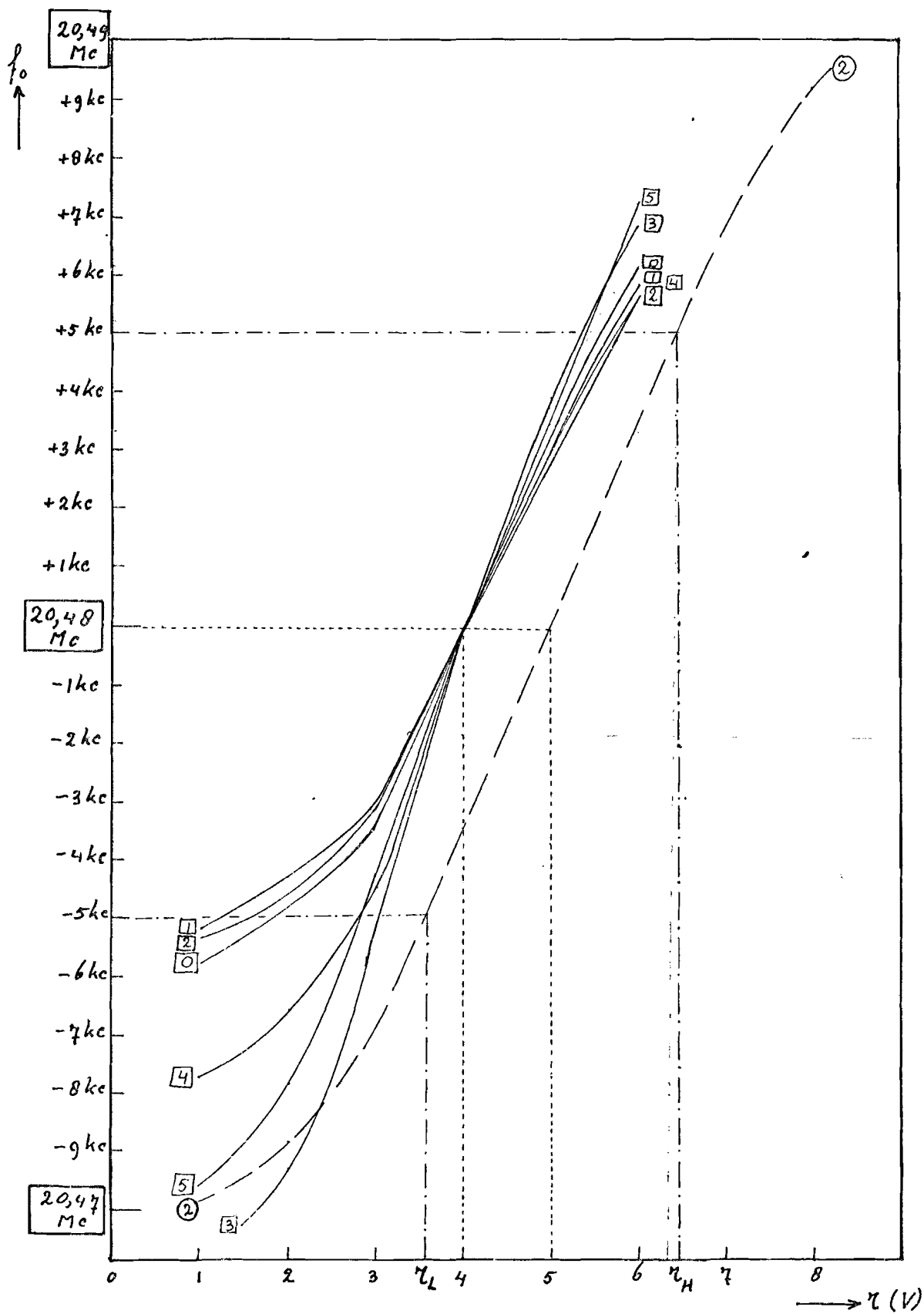


fig. 12

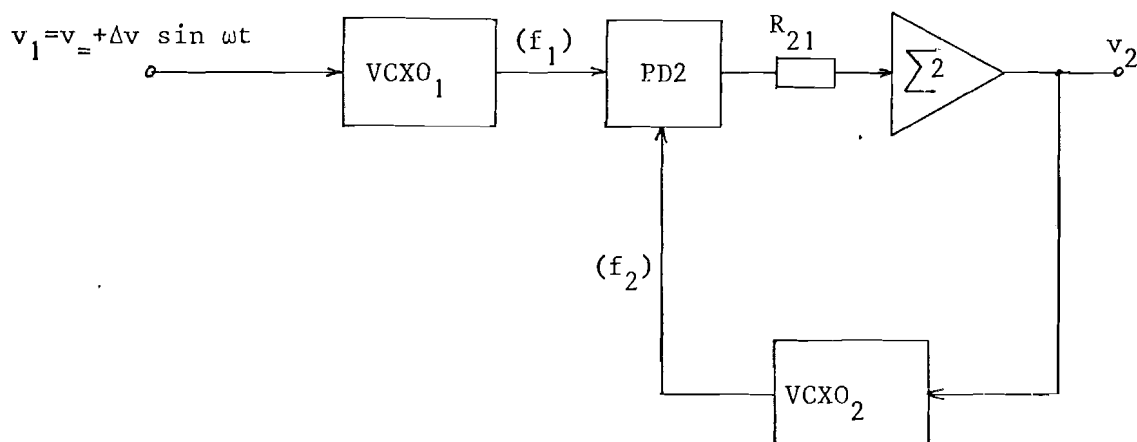


fig. 13

We doen de volgende aanname :

Indien $v_1 = v_0 + \Delta v \sin \omega t$ dan is $f_1 = f_0 + \Delta f \sin \omega t$ mits ω niet veel groter dan v wordt.

Verantwoording van deze aanname :

We geven de regelspanning van VCXO1 een stapvormige verstoring :

$$v_1 = v_0 + U(t).$$

We vinden de responsie v_2 met een tijdconstante van ongeveer $\frac{1}{v} = 2$ msec.

De responsie f_1 is m.b.v. een frekwentiediscriminator (zie stageverslag van Brouwer) bepaald. We vinden hierin een tijdconstante van ongeveer 0,12 msec. Dit is de tijdconstante van de VCXO en de discriminator samen. Dus τ_{VCXO} is in ieder geval kleiner dan 0,12 msec. Het blijkt zelfs dat het uitgangsnetworkje van de discriminator een tijdconstante van ongeveer 0,1 msec heeft, zodat we rustig kunnen stellen :

$\tau_{VCXO} \ll 0,12 \text{ msec} \ll 2 \text{ msec} = \frac{1}{v}$. Voor niet te snelle variaties mogen we daarom τ_{VCXO} verwaarlozen t.o.v. $\tau_{P.L.L.}$ (P.L.L.=Phase Locked Loop).

Metten we volgens fig. 13 de responsie v_2 op de kleine sinusvormige verstoring in v_1 als functie van ω , dan vinden we de doorlaatkarakteristiek van een station met het 3 dB-punt bij $\omega = v$. Doen we dit voor verschillende v_0 , dus voor verschillende centrale oscillator frekwenties f_0 , dan vinden we v als functie van f_0 . Het resultaat is in fig. 14 in beeld gebracht.

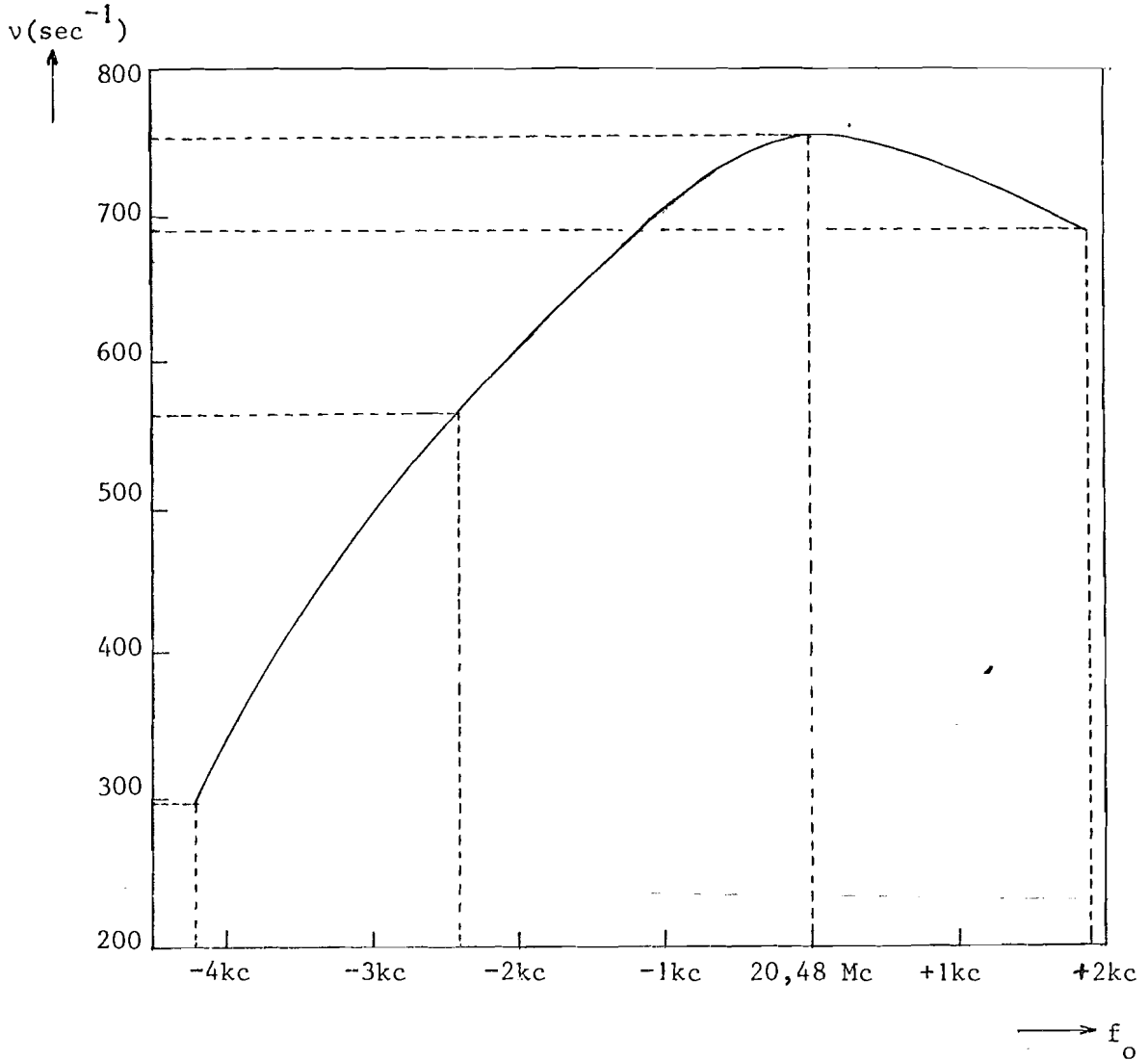


fig. 14

Er is een mogelijkheid om de lineariteit te verbeteren. Stellen we bij 5V regelspanning de oscillator zo in dat hij een signaal van 20,48 MHz afgeeft, dan wordt de karakteristiek aanmerkelijk beter (zie kromme ② in fig. 12). Wordt het frekwentiegebied begrensd tussen 20,48 MHz \pm 5 kHz, dus de regelspanningen tussen r_L en r_H , dan zien we een nagenoeg lineaire overdracht. Tussen de karakteristieken van de VCXO's onderling zullen verschillen blijven bestaan, maar bij elke oscillator kunnen we de bij de frekwentiegrenzen horende r_L en r_H bepalen. In de sommatoren moet er dan voor gezorgd worden dat de regelspanningen tot deze waarden begrensd worden. De sommatorkonstante σ is een variabele die hiervoor bruikbaar is. Als tweede variabele zou een gelijkspanning, die bij de signalen v_{ij} wordt opgeteld, kunnen dienen.

Om eindeloos afregelen te voorkomen zouden r_L en r_H onafhankelijk van elkaar ingesteld moeten kunnen worden. Dit vereist een wijziging van de sommator.

Een tweede reden om de sommator te wijzigen is dat de stations universeel moeten zijn, dus ook volgens het principe van de dubbelzijdige regeling moeten kunnen werken. Zoals we gezien hebben moeten dan externe detektorspanningen afgetrokken worden van de lokale spanningen. De sommator moet in die zin aangepast worden.

Slotopmerkingen.

Uit de vergelijkende berekeningen voor enkelzijdig en dubbelzijdig geregelde systemen zijn enkele konklusies te trekken.

1. Stabiliteit van de stationsregeling.

Is bij enkelzijdige regeling stabiliteit verzekerd, bij dubbelzijdige regeling is er een zekere kans op instabiliteit. Voor dit geval is een praktische stabiliteitseis geformuleerd. Te voorzien is echter dat om aan deze voorwaarde te voldoen praktisch niet veel problemen zullen ontstaan.

2. Invloed van frekwentie en looptijd veranderingen.

Voor beide soorten regelingen is een uitdrukking gevonden die deze invloeden beschrijft. Alleen bij dubbelzijdige regeling is een voorwaarde te formuleren waarbij looptijd veranderingen worden geëlimineerd. Praktisch zijn een drietal stations gerealiseerd, die alleen gebruikt kunnen worden in een enkelzijdig geregeld systeem.

Aan enkele kleine systemen volgens deze regeling zijn responsieberekeningen uitgevoerd. Vergelijken we de resultaten met metingen aan de praktische systemen dan zien we een grote overeenkomst. Dat in het praktische geval andere weegfactoren een rol spelen komt door dat we geen frekwentieverstoringen kunnen introduceren, maar regelspanningsverstoringen.

Aangetoond is dat bij langzame regelspanning verstoringen ($\omega < \nu$) de frekwentieverstoringen nagenoeg gelijk van vorm zijn.

In de theoretische beschouwingen is alles lineair verondersteld. Praktisch blijken de regelkarakteristieken van de oscillatoren hieraan niet te voldoen. Door enkele aanpassingen in de stations kan in een voldoende groot frekwentiegebied een nagenoeg lineair stuk van de regelkarakteristiek worden gebruikt.

Om de stations universeel bruikbaar te maken, dus ook geschikt voor dubbelzijdige regeling, zullen met name de sommatoren aangepast moeten worden.

Als voortzetting van dit werk kan gedacht worden aan meer doelgerichte experimenten, waaronder ook de koppeling van een station met de verwerkingseenheid. Voor onderzoek aan grotere systemen is waarschijnlijk simulatie een nuttig hulpmiddel. Het elektrisch analogon van Brilliant (lit. 3) is praktisch onbruikbaar. Simulatie op de digitale computer zal uiteindelijk waarschijnlijk de meeste onderzoekfaciliteiten geven, maar de analoge computer kan vooraf wellicht een nuttig hulpmiddel zijn om te komen tot duidelijke probleemstellingen.

Appendix A.

Het oplossen van Δf uit de vergelijkingen (II-7) m.b.v. de regel van Cramer :

$$\Delta f = \frac{\begin{vmatrix} \Delta f_1 - v \sum_{j=1}^N \left[a_{1j} \Delta(f_{\tau_{1j}}) - b_{j1} \Delta(f_{\tau_{j1}}) \right] & -v(a_{12} + b_{21}) & \dots & -v(a_{1N} + b_{N1}) \\ \Delta f_2 - v \sum_{j=1}^N \left[a_{2j} \Delta(f_{\tau_{2j}}) - b_{j2} \Delta(f_{\tau_{j2}}) \right] & +vg_2 & \dots & -v(a_{2N} + b_{N2}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta f_N - v \sum_{j=1}^N \left[a_{Nj} \Delta(f_{\tau_{Nj}}) - b_{jN} \Delta(f_{\tau_{jN}}) \right] & -v(a_{N2} + b_{2N}) & \dots & +vg_N \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & -v(a_{12} + b_{21}) & \dots & -v(a_{1N} + b_{N1}) \\ 1 & +vg_2 & \dots & -v(a_{2N} + b_{N2}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & -v(a_{N2} + b_{2N}) & \dots & +vg_N \end{vmatrix}}$$

Als D_i de onderdeterminant is van de eerste kolom i -de rij, dan vinden we :

$$\Delta f = \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i}{\sum_{i=1}^N D_i} - \frac{v \sum_{i=1}^N D_i \sum_{j=1}^N \left[a_{ij} \Delta(f_{\tau_{ij}}) - b_{ji} \Delta(f_{\tau_{ji}}) \right]}{\sum_{i=1}^N D_i}$$

In het tweede stuk zijn de sommaties over i en j volkomen gelijkwaardig. We mogen daarom ook in de term met b_{ji} de indices i en j verwisselen. Dit leidt tot formule (II-8) :

$$\Delta f = \frac{\sum_{i=1}^N D_i \Delta f_i}{\sum_{i=1}^N D_i} - \frac{v \sum_{i,j=1}^N \left[D_i a_{ij} - D_j b_{ij} \right] \Delta(f_{\tau_{ij}})}{\sum_{i=1}^N D_i}$$

Appendix B : Lijst van symbolen.

VCXO	Voltage Controlled X-tal Oscillator
PLL	Phase Locked Loop
P.D.	fasedetektor
v_{ij}	detektorspanning in station i t.g.v. signaal uit station j
s_i	VCXO-signaal in station i
τ_{ij}	looptijd hoogfrequent signaal van station j naar station i
τ'_{ij}	looptijd laagfrequent signaal van station j naar station i
r_i	sommator uitgangsspanning
I	Symbool voor enkelzijdige regeling
II	Symbool voor dubbelzijdige regeling
a_{ij}	weegfactor bij enkelzijdige regeling
b_{ij}	extra weegfactor bij dubbelzijdige regeling
η	gevoeligheid van de oscillatorregeling
σ	sommatorconstante
γ	gevoeligheid van de fasedetektor
$v = \eta\sigma\gamma$	stationsconstante
$B_i(s), D_i(s)$	overdrachtsfuncties in stationsregeling
T	terugkoppelfactor in $B_i(s)$
g_i	$\sum_{j=1}^N (a_{ij} + b_{ji})$
φ_i	fase van s_i genormeerd op fase van s_1
k_i	evenredigheidskonstanten van weegfactoren, positief
D_i	onderdeterminanten van Δf in rij i
τ_{VCXO}, τ_{PLL}	tijdconstanten

Literatuur

1. J. Aarts
Synchronisatie bij Digitale Transmissie.
Afstudeerverslag van de groep ECA
2. Gersho, A. and
Karafin, B.J.
Mutual Synchronization of Geographically
Separated Oscillators.
B.S.T.J., 45, december 1966, pp. 1689-1704.
3. Brilliant, M.B.
Dynamic Response of Systems of Mutually
Synchronized Oscillators.
B.S.T.J., 46, februari 1967, pp. 319-356.
4. Candy, J.C. and
Karnaugh, M.
Organic Synchronization : Design of the
Controls and Some Simulation Results
B.S.T.J., 47, februari 1968, pp. 227-259.
5. Karl, Otto
Synchronisierverfahren von integrierten P.C.M.-
Netzen nach dem Phasenmittelungsprinzip.
NTZ, no. 8, 1970, pp. 402-411.