

Technische Hogeschool DELFT

Aard: **Afstudeerverslag**

Omvang: **37 pag. + grafieken**

Datum: **Januari 1970**

Lab./afd.: **Transmissie van informatie**

Auteur: **P.W. Wamelink**

Titel: Onderzoek naar een phase-lock-loop demodulator voor video-toepassingen.

Korte inhoud:

Bij satellietcommunicatie wordt men geconfronteerd met ontvangen signalen met zeer lage draaggolfruisverhoudingen. In dit verslag wordt een phase-lock-loop demodulator onderzocht. Na een beschouwing over de invloed van een signaal worden de theoretische aspecten van de phase-lock-loop uiteengezet. Vervolgens worden de eigenschappen van de gerealiseerde schakeling nagegaan met betrekking tot deze aspecten. Tenslotte is een onderzoek ingesteld naar de mogelijkheden tot verbetering van de signaalruisverhouding van het gedemoduleerde signaal ten opzichte van een conventionele modulator.

TECHNISCHE HOOGESCHOOL DELFT

Afdeling der Elektrotechniek

Aard : Afstudeerverslag
Omvang : 37 pag. + grafieken
Datum : januari 1970

UDC :

Lab./Afd.: Transmissie van informatie

Code-
nummer : 05-1-565-28(1969)-54

Auteur : P.W.Wamelink

Titel : Onderzoek naar een phase-lock-loop demodulator voor video-toepassingen.

**Korte
inhoud**

Bij satellietcommunicatie wordt men geconfronteerd met ontvangen signalen met zeer lage draaggolfruisverhoudingen. In dit verslag wordt een phase-lock-loop demodulator onderzocht. Na een beschouwing over de invloed van FM-signaal worden de theoretische aspecten van de phase-lock-loop uiteengezet. Vervolgens worden de eigenschappen van de gerealiseerde schakeling nagegaan met betrekking tot deze aspecten. Tenslotte is een onderzoek ingesteld naar de mogelijkheden tot verbetering van de signaalruisverhouding van het gedemoduleerde signaal ten opzichte van een conventionele demodulator.

<u>Inhoudsopgave</u>	pag.
Inhoudsopgave	
Literatuurlijst	
Lijst der gebruikte symbolen	
<u>Hoofdstuk I: Inleiding en probleemstelling</u>	1
<u>Hoofdstuk II: Enige aspecten van de ontvangst van ruisgestoorde signalen</u>	3
<u>Hoofdstuk III: Theorie van de phase-lock-loop</u>	5
3.1 Principe	5
3.2 De ruisvrije phase-lock-loop	7
3.2.1 De eerste orde loop	8
3.2.2 De tweede orde loop	11
<u>Hoofdstuk IV: Ruis in de phase-lock-loop</u>	18
4.1 Ruis in de PLL.	18
4.2 De ruisdrempel	22
<u>Hoofdstuk V: Practische realisering van de PLL.</u>	23
5.1 De fasesdetector	23
5.2 De spanningsgestuurde oscillator	25
5.3 Het loopfilter	27
<u>Hoofdstuk VI: Metingen aan de PLL.</u>	27
6.1 Meting van de overdrachtsfunctie van de PLL.	27
6.2 Videoexperimenten	30
6.3 Filterexperiment	32
6.4 Meting van de ruisdrempel	34
6.5 Conclusies	36
Grafieken I-X	

Literatuurlijst.

- F.M. GARDNER Phase-lock Techniques, John Wiley and Sons, New York 1966
- F.KUEHNE Gegenkopplungsdemodulation von Frequenzmodulierten Signalen I en II, Archiv der Elektrischen Uebertragung, Band 21-1967 Heft 7 en 10 resp. pag.383-390 en pag. 507-517.
- A.J.VITERBI Principles of coherent communication, McGraw-Hill, New York 1966
- Edited Lectures of the United States Seminar on Communication Earth Satellite Station Technology. Comsat, Washington DC. 16-27 mei 1966
- J.S.MCLEOD Principles of threshold extension,
A.GRODMAN Page Comm. Engineers Inc.
- F.LEFRAK An FDM-FM Feedback demodulator for tropo-
H.MOORE and satelliterelay communications
A.NEWTON RCA Advanced Communications Lab.
- C.MELVIN THOMAS Principles of Threshold Extension Demodulator Operation.
TRW Systems
- PH.F.PANTER Modulation, Spectral Analysis and Noise
16.3 Threshold Extension using Phase-Locked Loop Demodulators.
Mcgraw-Hill Book Company, New York 1965
- N.A.M.VERHOEKCX Ontwerp van een phase-lock-loop voor toepassing in een antennevolgsysteem, Afstudeerverslag TH-Delft 1968.

Lijst der gebruikte symbolen.

A_i	= amplitude ingangssignaal PLL
A_o	= amplitude VCO-signaal
$E(p)$	= fasefoutoverdrachtsfunctie
$F(p)$	= overdrachtsfunctie loopfilter
$G(p)$	= open-lus overdrachtsfunctie
$H(p)$	= gesloten-lus overdrachtsfunctie
K_d	= fase-detectorconstante
K_o	= VCO-constante
$n(t)$	= ruisspanning
p	= complexe frequentie
$u_1(t)$	= ingangsspanning van de PLL
$u_d(t), v_d(t)$	= uitgangsspanning fase-detector
$u_o(t)$	= uitgangsspanning VCO
$u_{regel}(t)$	= regelspanning VCO
v_2, u_2, u_f	= uitgangsspanning loopfilter
$V_d(p), V_2(p)$	= Laplacegetransformeerde van $v_d(t) = v_2(t)$
$u_x(t)$	= meetspanning
ψ_i, φ_i	= fase ingangssignaal PLL
ψ_e, φ_e	= fasefout in de PLL
ψ_o, φ_o	= fase VCO-signaal
$\theta_i, \theta_o, \theta_e(p), \theta_e(p)$	= Laplacegetransf. van $\psi_i(t), \psi_o(t), \psi_e(t)$
ζ	= relatieve dempingsfactor
ω_n	= ongedempte natuurlijke hoekfrequentie
ω_o	= hoekfrequentie ingangssignaal PLL
$\varphi_n(t)$	= ruisfasejitter van de VCO
$\Phi_i, \Phi_o, \Phi_e(p), \Phi_e(p)$	= Laplacegetransformeerde van $\varphi_i, \varphi_o, \varphi_n$
σ	= fout in het regelsignaal

Hoofdstuk I

Inleiding en probleemstelling.

Het gebruik van geostationaire satellieten in de telecommunicatie heeft de consequentie van een zeer lange transmissieweg tussen satelliet en grondstation. Het gevolg hiervan is, dat het ontvangen signaalniveau dermate laag is, dat de thermische ruis een grote rol gaat spelen. Deze invloed kan zo groot worden, dat een conventionele FM-demodulator niet meer in staat is het signaal op behoorlijke wijze te demoduleren.

Een mogelijkheid om dit te verbeteren is het gebruik van een microgolfantenne met grote antennewinst, maar men is hier, zeker waar het de satellietantenne betreft, gebonden aan beperkingen. Hetzelfde geldt voor het zendvermogen.

Men is dan genoodzaakt, een z.g. drempelverlagende demodulator toe te passen. Deze berusten op het principe van een smalbandig volgfilter. In plaats van een bandfilter dat het hele FM-spectrum doorlaat, wordt, quasi-stationair beschouwd, een smalbandig volgfilter toegepast waarvan de afstemfrequentie de momentele frequentie van het ontvangen signaal volgt.

Hierdoor wordt niet de ruis over de gehele band gedetecteerd, maar slechts de ruis, doorgelaten door het volgfilter.

Realisatie hiervan is mogelijk door schakelingen die bekend zijn onder de naam "dynamic tracking filter", de FMFB-demodulator en de phase-lock-loop. Uiteraard zijn de mogelijkheden van deze schakelingen ook beperkt, maar de winst tov. de conventionele demodulator kan aanzienlijk zijn.

Ten grondslag aan het ontwerp ligt de gedachte aan een demodulator volgens het PLL (phase-lock-loop)-principe. Uitgegaan wordt hierbij van de specificaties van de ICSC (Interim Communication Satellite Committee) voor video-overdracht via de Intelsat III satelliet.

Dit houdt in een maximale frequentieswaai van 23,4 MHz (top-top) bij een basisbandbreedte van 4,2 MHz en 525 lijnen.

Hoofdstuk II

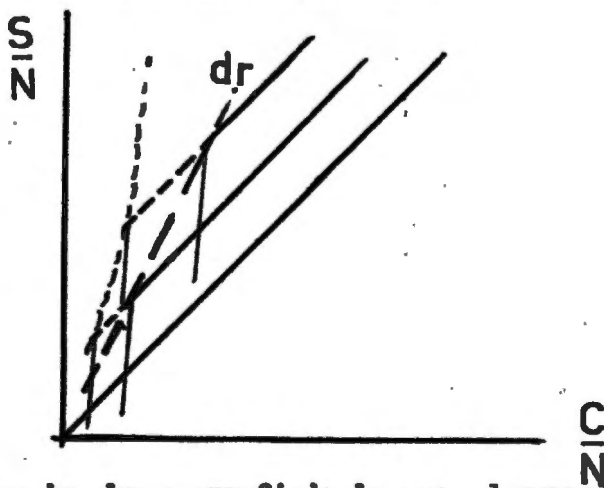
Enkele aspecten van de ontvangst van ruisgestoorde signalen.

Bij de ontvangst van FM-gemoduleerde signalen is de draaggolfruisverhouding van directe invloed op de basisbandsignaalruisverhouding en wel volgens de volgende betrekking:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{basisb.}} = \frac{3}{2} m^2 \left(\frac{C}{N}\right)$$

waarin $\frac{3}{2} m^2$ de zg. verbeteringsfactor tov. enkelzijbandmodulatie, met m de modulatieindex.

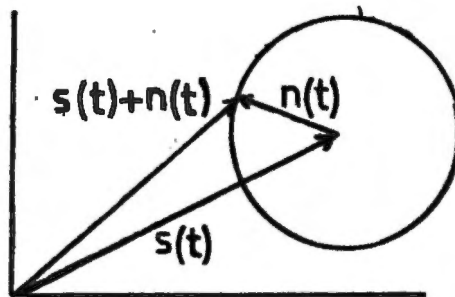
We kunnen dit verband schetsen:



Tevens is in deze grafiek de zg. drempel aangegeven. Deze lijn geeft aan bij welke draaggolfruisverhouding de conventionele demodulator overstuurd wordt.

Dit oversturen berust op het verschijnsel, dat, tengevolge van de ruis, nieuwe nuldoorgangen in het signaal verschijnen, waardoor de informatie gestoord wordt.

Dit zg. capture-effect kunnen we ook beschouwen aan de hand van het wijzerdiagram.



We zien hieruit dat, zodra de modulus van $n(t)$ groter wordt dan de modulus van $s(t)$ het totale signaalargument voornamelijk bepaald wordt door de fase van de ruis. De praktische waarde van de ingangssignaalruisverhouding, waarbij deze oversturing inzet, kan men vastleggen aan de hand van de afwijking van de theoretisch voorspelbare waarde voor een bepaald percentage van de tijd. In de praktijk komt men op ca. 13 dB.

We definiëren de drempel als die signaalruisverhouding aan de ingang waar de ruisverbetering van FM tov EM bv. 1 dB afwijkt.

Uit de grafiek zien we, dat de drempel beperkingen oplegt aan de winst, die door toepassing van frequentiemodulatie is te behalen wat betreft signaalruisverhouding: bij gegeven draaggolfruisverhouding is de basisbandsignaalruisverhouding door modulatie-indexvergroting slechts mogelijk tot de drempelwaarde. Omgekeerd is bij een voorgeschreven basisbandsignaalruisverhouding de minimum draaggolfruisverhouding af te lezen.

Naast de drempel van de conventionele demodulator is in de figuur ook de drempel geschetst van de drempelverlagende demodulator. In de praktijk blijken de prestaties van DTF, FMFB en de PLL slechts geringe verschillen te vertonen. Deze is theoretisch een rechte, zoals door Akima is berekend; in de praktijk loopt deze enigszins gekromd.

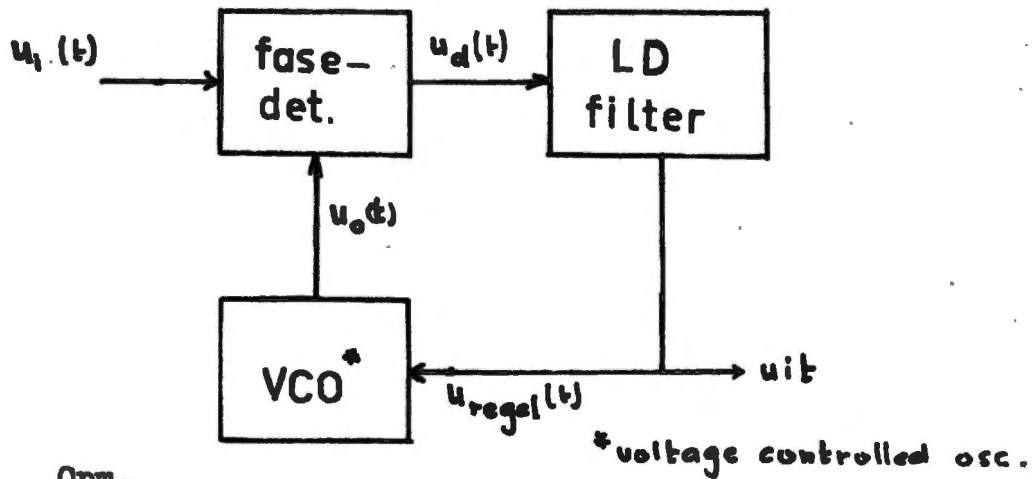
In het volgende zal gepoogd worden drempelverlaging te realiseren dmv. een PLL-demodulator.

Hoofdstuk III

Theorie van de phase-lock-loop.

3.1 Het uitgangspunt van de PLL is een fase-detector, waarin de fase van het ontvangen signaal vergeleken wordt met de fase van het signaal van een lokale oscillator. Het uitgangssignaal volgt derhalve het fase-verschil tussen genoemde signalen, zodat deze schakeling als fase-demodulator gebedzigd kan worden. Voorwaarde is echter, dat de fasezwaai zeer klein is aangezien bij afwijkingen groter dan 90° er geen eenduidigheid meer bestaat tussen draaggolffase en de fase van het lokale signaal. Dit is een gevolg van de sinusvormige karakteristiek van de fase-detector. Daar deze fase-demodulator alleen bruikbaar is voor signalen met kleine modulatie-index, is de signaalruisverhouding zeer slecht. Dit bezwaar vervalt, wanneer we de fase van het lokale signaal kunnen laten meelopen met de fase van het ontvangen signaal. In de PLL wordt dit gerealiseerd door met de uitgangsspanning van de fase-detector de fase van het lokale oscillatorsignaal bij te regelen. Op een kleine regelfout na volgt dan de fase van de lokale oscillator de fase van het ontvangen signaal. Daar de frequentie van de lokale oscillator op deze wijze de signaalfrequentie volgt, is de stuurspanning van de lokale oscillator (die tevens de uitgangsspanning van de gehele demodulator is) evenredig met het verschil tussen momentele frequentie en centrale frequentie van het ontvangen FM-signaal. De PLL werkt dus als FM-demodulator, hoewel in de voorwaartse weg een fase-detector is opgenomen.

Het principeschema van de PLL-demodulator wordt nu:



Opm.

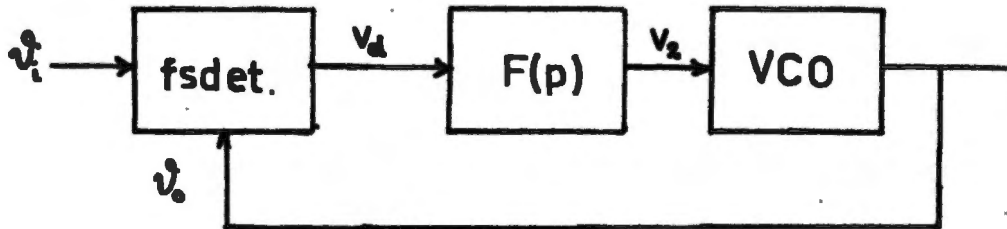
Het verschil met FMFB bestaat hierin dat in de PLL meteen tot basisband gedemoduleerd wordt. Bij FMFB vindt eerst bandbreedtecompressie plaats; het signaal met grote modulatie-index wordt omgezet in een signaal met kleine modulatie-index en daarna in een gewone discriminator gedemoduleerd.

We zeggen nu, dat de schakeling in "lock" is, als de regelspanning van de VCO $u_{regel}(t)$ juist zo groot is, dat de frequentie van de VCO exact gelijk is aan de frequentie van $u_1(t)$. Voor iedere periode van $u_1(t)$ is er één periode van $u_0(t)$.

Hieruit blijkt, dat de toepassingen van de PLL niet beperkt zijn tot demodulatoren; uit bovenstaande volgt meteen automatische frequentieregeling als een voor de hand liggende toepassing. Verder noemen we hier nog de detectie van synchronisatiesignalen bij TV-ontvangst, het verbeteren van de ruis- en stabiliteitseigenschappen van oscillatoren, frequentieomzetting en bitsynchronisatie bij PCM.

3.2 De ruisvrije phase-lock-loop.

Voor een eerste beschouwing veronderstellen we dat de loop ruisvrij is en in lock. De fase-detector onderstellen we lineair.



We kunnen nu schrijven:

$$v_d = K_d (v_i - v_o)$$

waarin K_d de fase-detectorconstante (volts/rad.)

De fasefoutspanning wordt gefilterd en de spanning v_2 aan de uitgang van het filter bepaalt de afwijking van de centrale frequentie en wel op de volgende wijze:

$$\Delta\omega = K_o v_2$$

waarin K_o de oscillatorconstante (rad./sec. per volt).

Ofwel:

$$\frac{d\theta_o}{dt} = K_o v_2$$

Laplacetransformerend vinden we hiervoor:

$$p\Theta_o(p) = K_o v_2(p)$$

Verder vinden we:

$$v_d(p) = K_d [\Theta_i(p) - \Theta_o(p)]$$

$$v_2(p) = F(p) v_d(p)$$

Combinatie van deze vergelijkingen levert de basisvergelijkingen van de PLL:

gesloten-lus overdrachtsfunctie:

$$H(p) = \frac{\Theta_o(p)}{\Theta_i(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

open-lus overdrachtsfunctie:

$$G(p) = \frac{H(p)}{1-H(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p}$$

fasefoutoverdrachtsfunctie:

$$E(p) = \frac{\theta_e(p)}{\theta_i(p)} = \frac{\theta_i(p) - \theta_o(p)}{\theta_i(p)} = \frac{p}{p + K_o K_d F(p)}$$

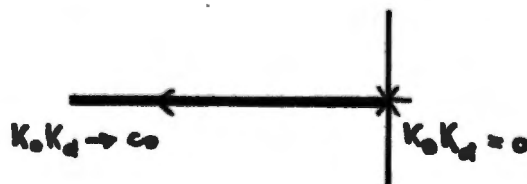
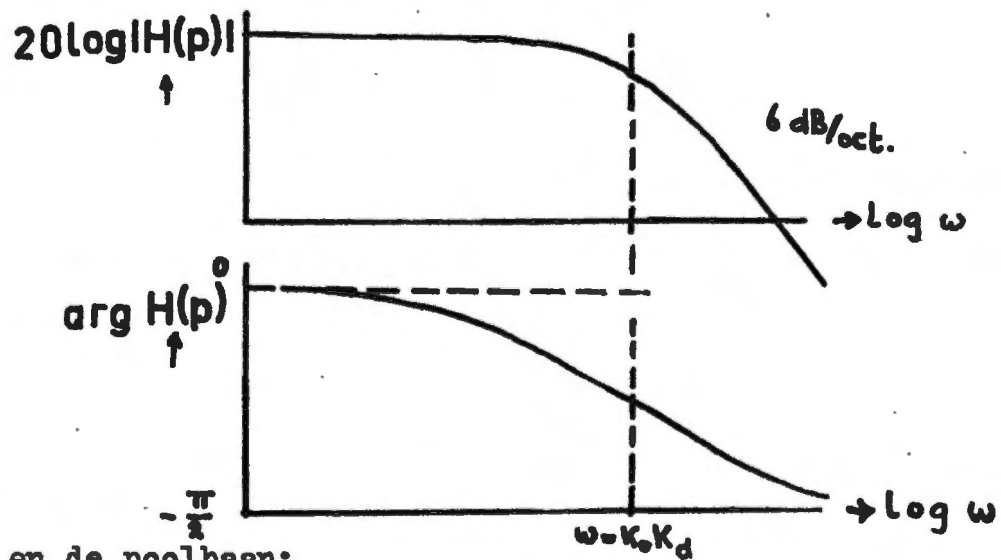
3.2.1 De eerste orde loop

Voor de meest eenvoudige PLL laten we het filter geheel weg, dus $F(p)=1$. De gesloten-lus overdrachtsfunctie wordt dan:

$$H(p) = \frac{K_o K_d}{p + K_o K_d}$$

Gelet op de hoogste macht van p spreken we in dit geval van een eerste orde loop. De enige parameter in deze loop is de lusversterking $K_o K_d$.

Het Bode-diagram voor deze loop is:



We gaan deze loop wat praktischer bekijken en we veronderstellen daarom de fasedetector niet langer lineair. In de praktijk heeft nl. iedere fasedetector een periodieke karakteristiek. Immers wordt geen onderscheid gemaakt tussen een faseverschil van ψ en $\psi + 2k\pi$ radialen. De meest voorkomende karakteristiek, die we ook hier zullen toepassen, is de sinusvormige.

We schrijven dan voor v_d :

$$v_d(t) = K_d \sin(\psi_i - \psi_o)$$

Met behulp van het voorgaande vinden we dan:

$$\frac{1}{K_o} \frac{d\psi_o(t)}{dt} = K_d$$

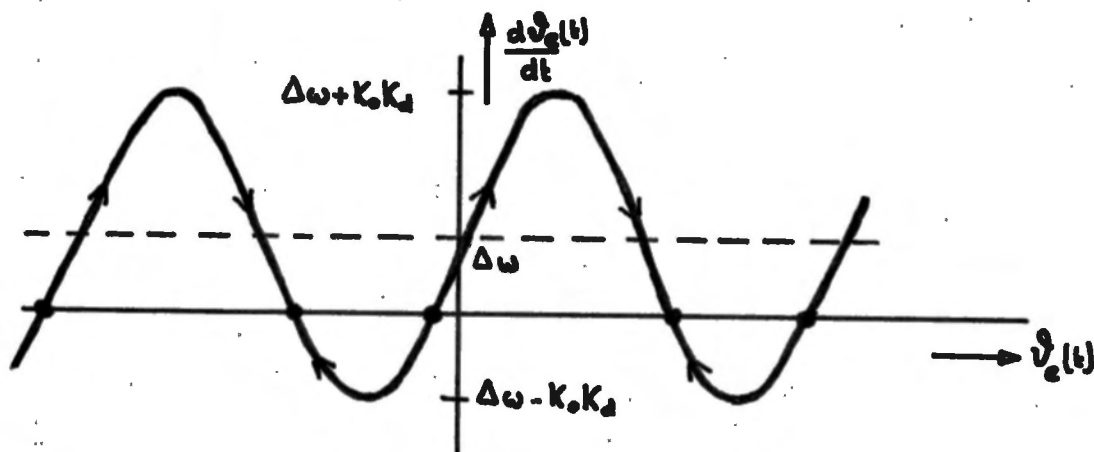
en aangezien $\psi_e(t) = \psi_i(t) - \psi_o(t)$

$$\frac{d(\psi_i(t) - \psi_e(t))}{dt} = K_o K_d \sin \psi_e(t)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_e(t)}{dt} &= \frac{d\psi_i(t)}{dt} - K_o K_d \sin \psi_e(t) \\ &= \Delta\omega - K_o K_d \sin \psi_e(t) \end{aligned}$$

dwz. de frequentie van hetingangssignaal van de loop verschilt een constante $\Delta\omega$ van de rustfrequentie van de VCO.

Om een inzicht te krijgen in deze niet-lineaire differentiaalvergelijking maken we gebruik van de zg. fasevlak methode en tekenen daartoe $d\psi_e/dt$ als functie van $\psi_e(t)$. We krijgen dan een inzicht in het gedrag van de loop met betrekking tot het houden van lock en het tot stand komen hiervan (acquisitie).



We zien, dat bij lock $d\varphi_e(t)/dt=0$; bij constante fasefout is er geen verschil tussen de frequenties van hetingangssignaal en het VCO-signaal. Het omgekeerde blijkt echter niet altijd te gelden: op ieder interval van 2π radialen treden twee punten op waarvoor geldt $d\varphi_e(t)/dt = 0$. De ene is stabiel, de andere labiel. Een kleine verstoring doet de loop vanuit een labiel punt overgaan naar een stabiel punt en wel een van de twee dichtstbijzijnde, afhankelijk van de richting van de verstoring. Tevens zien we, dat lock onmogelijk is, als $|\Delta\omega| > K_0 K_d$; nl. kan $d\varphi_e(t)/dt$ dan nooit $= 0$ worden.

We definiëren nu het houdgebied (hold-in range) van de loop als het grootste frequentieverschil tussen ingangssignaal en het VCO-signaal waarbij de loop nog kan locken. Uit het voorgaande blijkt dan meteen, dat dit houdgebied voor de 1^o orde loop $2K_0 K_d$ rad. bedraagt. Tevens blijkt dat bij een verstoring lock moet optreden voordat $\varphi_e(t)$ meer dan 2π rad. is veranderd.

In verband hiermee definiëren we het vanggebied van de loop als de maximale frequentieafwijking van het ingangssignaal tov. het VCO-signaal waarbij de PLL van niet-lock naar lock-toestand overgaat zonder verandering van meer dan 2 rad. in $\varphi_e(t)$.

Voor de 1^o orde loop blijkt dan dat houdgebied = vanggebied = $2K_0 K_d$ rad.

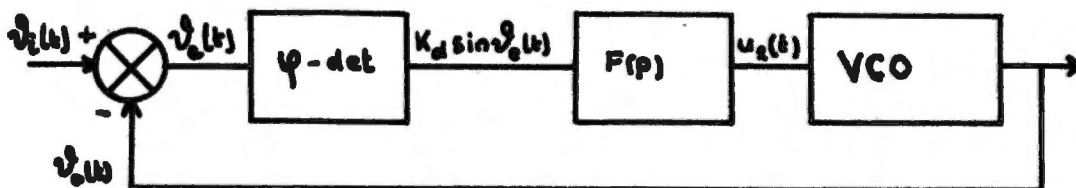
3.2.2 De tweede orde loop.

Willen we een tweede-orde loop gaan ontwerpen, dan hebben we de keuze uit een actief en een passief filter.

We bekijken eerst de loop met een actief filter.

$$\text{Hiervoor geldt: } F(p) = \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \cdot \frac{p + 1/\tau_1}{p}$$

Model voor de 2^o orde loop



$$u_2(t) = \frac{1}{K_o} \frac{d v_o}{dt}$$

Dan vinden we:

$$\frac{d}{dt} \frac{1}{K_o} \frac{d v_o(t)}{dt} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \left[\frac{1}{\tau_1} + \frac{d}{dt} \right] K_d \sin v_o(t)$$

$$\frac{d^2 v_o(t)}{dt^2} = \frac{K_o K_d}{\tau_1} \sin v_o(t) + \frac{\tau_1 K_o K_d}{\tau_2} \cos v_o(t) \frac{d v_o(t)}{dt}$$

$$\frac{d^2 [v_i(t) - v_o(t)]}{dt^2} = \frac{K_o K_d}{\tau_1} \sin v_o(t) + \frac{\tau_1 K_o K_d}{\tau_2} \cos v_o(t) \frac{d v_o(t)}{dt}$$

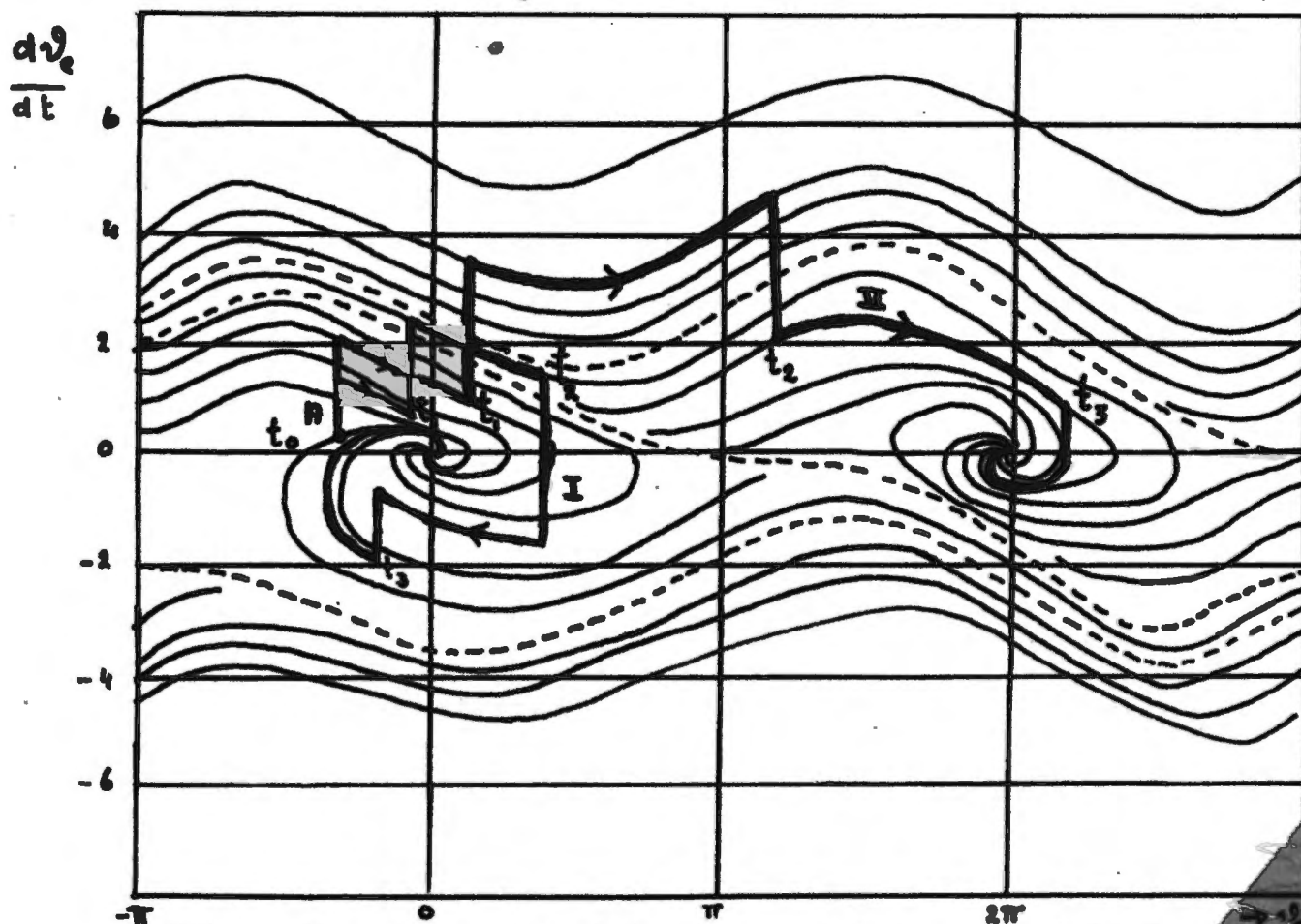
Onderstellen we nu de frequentie van het ingangssignaal constant (niet noodzakelijk gelijk aan de VCO-frequentie!) dan is dus:

$$\frac{d^2 v_i(t)}{dt^2} = 0 \quad \text{zodat we dan vinden:}$$

$$\frac{d^2 v_o(t)}{dt^2} = - \frac{\tau_1 K_o K_d}{\tau_2} \cos v_o(t) \frac{d v_o(t)}{dt} - \frac{K_o K_d}{\tau_1} \sin v_o(t)$$

Weer maken we voor deze vergelijking gebruik van de fasevlaktechniek en maken weer een grafische voorstelling van de frequentiefout $d\varphi_e(t)/dt$ als functie van de fasefout $\varphi_e(t)$.

Voor een analyse hiervan is de computer noodzakelijk en daarom maken we gebruik van in de literatuur aanwezige grafieken (oa. Viterbi). Als abscis zetten we uit $\varphi_e(t)$ en als ordinaat $d\varphi_e(t)/dt$.



Uit de figuur zien we, dat ook hier een aantal stabiele punten optreden, evenals bij de eerste orde loop periodiek en wel bij $\varphi_e = 2k\pi$ en $d\varphi_e/dt = 0$ (k geheel). Het systeem beweegt zich steeds langs een der spiraalvormige lijnen op zoek naar een evenwichtspunt. Ligt het beginpunt buiten de gestreepte lijnen, dan zal het systeem zich niet naar het dichtstbijzijnde evenwichtspunt begeven, maar is gedwongen een fasefout van $2k\pi$ radialen te accepteren en op een volgend evenwichtspunt tot rust te komen.

We zeggen dan, dat het signaal enkele perioden heeft "geslipt" tov. het VCO-signaal.

Tevens zien we, dat een tweede-orde loop met actief filter altijd lock bereikt, hoe groot frequentiefout en fasefout aanvankelijk ook zijn (mits uiteraard de ingangsfrequentie binnen het houdgebied van de loop valt). Er zij echter op gewezen, dat dit zeer lang kan duren.

We onderstellen nu dat het ingangssignaal een ideale frequentiestap vertoont. Ten gevolge van ruis en jitter van de VCO is het systeem gekomen in toestand A.

De eerste stap op t_0 brengt het systeem in punt B en het systeem probeert onmiddellijk terug te gaan naar het evenwichtspunt via de spiraallijnen. Dit gaat door tot de tweede stap op t_1 ; de volgende (negatieve) stap op t_2 brengt het systeem terug binnen het oorspronkelijke evenwichtspunt. Tenslotte bereikt het systeem dit punt met fasefout nul. De frequentiesprongen worden dus zonder lockverlies gedetecteerd. (geval I)

Geval II geeft een illustratie van het reeds genoemde "slippen" van het VCO-signaal. De verstoring tgv de eerste twee positieve stappen is zo ernstig, dat de negatieve stap niet in staat is het systeem terug te brengen naar de omgeving van het oorspronkelijke evenwichtspunt maar naar een volgend. Het slippen gaat door tot de toestand van het systeem gegeven wordt door een punt binnen de gestreepte lijnen, waarna zeer snel lock tot stand komt. Dit gebied komt ongeveer overeen met het eerder gedefinieerde vanggebied. Vervolgens definiëren we het zg. intrekgebied als de maximale frequentieafwijking van het ingangssignaal, waarbij het systeem van niet-lock overgaat naar lock.

We constateren dan:

$$\text{houdgebied} = \text{intrekgebied} = 2K_0 K_d F(0) \text{ rad/sec.}$$

$$\text{vanggebied} \ll \text{intrekgebied}$$

Het onderscheid tussen vang- en intrekgebied kan zeer gering zijn. Liggt de ingangsfrequentie in het intrekgebied maar zeer dicht bij het vanggebied dan duurt het slipverschijnsel zeer kort, en vereist het een nauwkeurige beschouwing om te constateren hoeveel radialen de $\vartheta_e(t)$ verandert. Wat van meer belang is, is de tijd die benodigd is voor het totale acquisitieverijnsel, in het bijzonder, wanneer we de PLL als demodulator gebruiken.

Vervolgens bekijken we de PLL met een passief filter.

De overdracht van het filter wordt dan:

$$F(p) = \frac{p\tau_2 + 1}{p\tau_1 + 1} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{p + 1/\tau_1}{p + 1/\tau_2}$$

We vinden dan:

$$\left[\frac{1}{\tau_2} + \frac{d}{dt} \right] \frac{1}{K_0} \frac{d\vartheta_e(t)}{dt} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \left[\frac{1}{\tau_1} + \frac{d}{dt} \right] K_d \sin \vartheta_e(t)$$

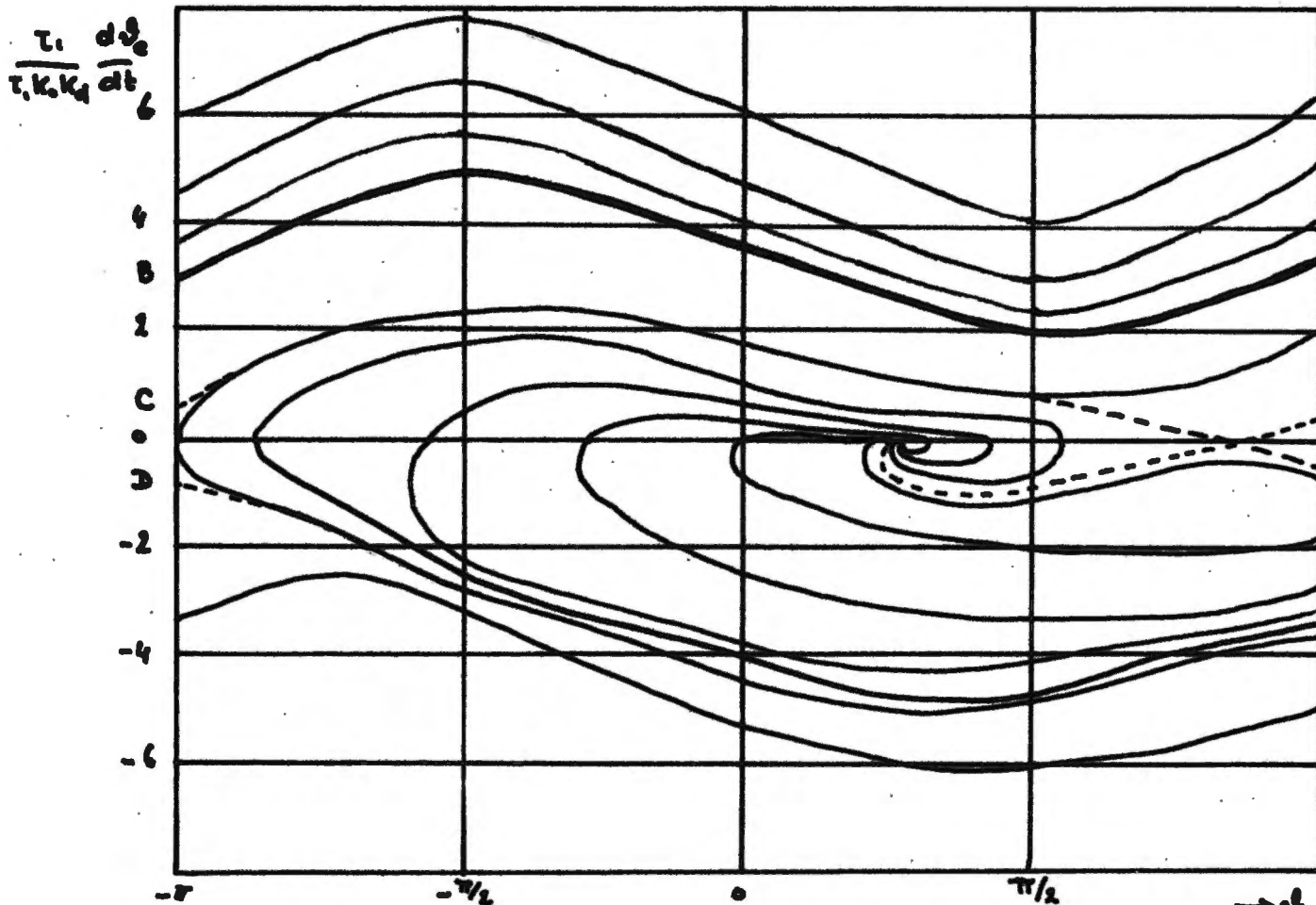
Met $\frac{d^2\vartheta_e(t)}{dt^2} = 0$ en $\frac{d\vartheta_e(t)}{dt} = \Delta\omega$ volgt hieruit:

$$\frac{d^2\vartheta_e(t)}{dt^2} + \left[\frac{1}{\tau_2} + \frac{\tau_1}{\tau_2} K_0 K_d \cos \vartheta_e(t) \right] \frac{d\vartheta_e(t)}{dt} + \frac{K_0 K_d}{\tau_2} \sin \vartheta_e(t) = \frac{\Delta\omega}{\tau_2}$$

Voor de fasevlakvoorstelling van deze formule kiezen we:

$$\frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{2} \frac{\tau_1}{\tau_2} K_0 K_d \quad ; \quad \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{\tau_1} \quad ; \quad \Delta\omega = 4 \frac{K_0 K_d \tau_1}{\tau_2}$$

Hoewel we hier te doen hebben met een speciaal geval kunnen we uit deze fasevlakvoorstelling enige algemene conclusies trekken ten aanzien van het gedrag van de 2^o orde loop met passief filter



Uit de fasevlakvoorstelling van de berekende differentiaalvergelijking trekken we de volgende conclusies:

Er is geen symmetrie tov de δ_e -as zodat het gedrag tav. positieve en negatieve frequentiefouten zeer verschillend is.

Is de frequentiefout positief en boven de lijn C dan zal het systeem tenslotte eindelijk de lijn B gaan doorlopen. Is de frequentiefout negatief en wordt het gedrag beschreven door een trajectorie, die de δ_e -as snijdt, dan wordt uiteindelijk weer de lijn B bereikt. Er komt ook nu geen lock tot stand. (D)

Voor de tweede-orde loop met passief filter geldt:

$$\text{vanggebied} < \text{intrekgebied} < \text{houdgebied}$$

Vervolgens bepalen we de overdrachtsfunctie voor de 2^o orde loop met passief filter.

Gegeven: $F(p) = \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2 + 1}$

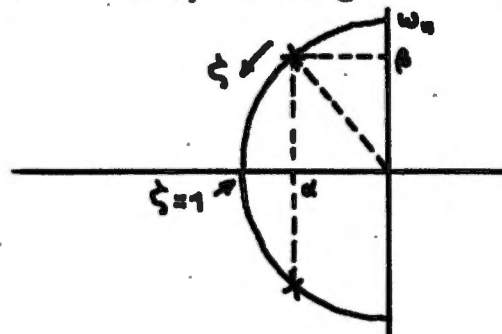
dan wordt:

$$H(p) = \frac{K_o K_d \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2 + 1}}{p + K_o K_d \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2 + 1}}$$

$$= \frac{p\omega_n (2\zeta - \frac{\omega_n}{K_o K_d}) + \omega_n^2}{p^2 + 2p\zeta\omega_n + \omega_n^2}$$

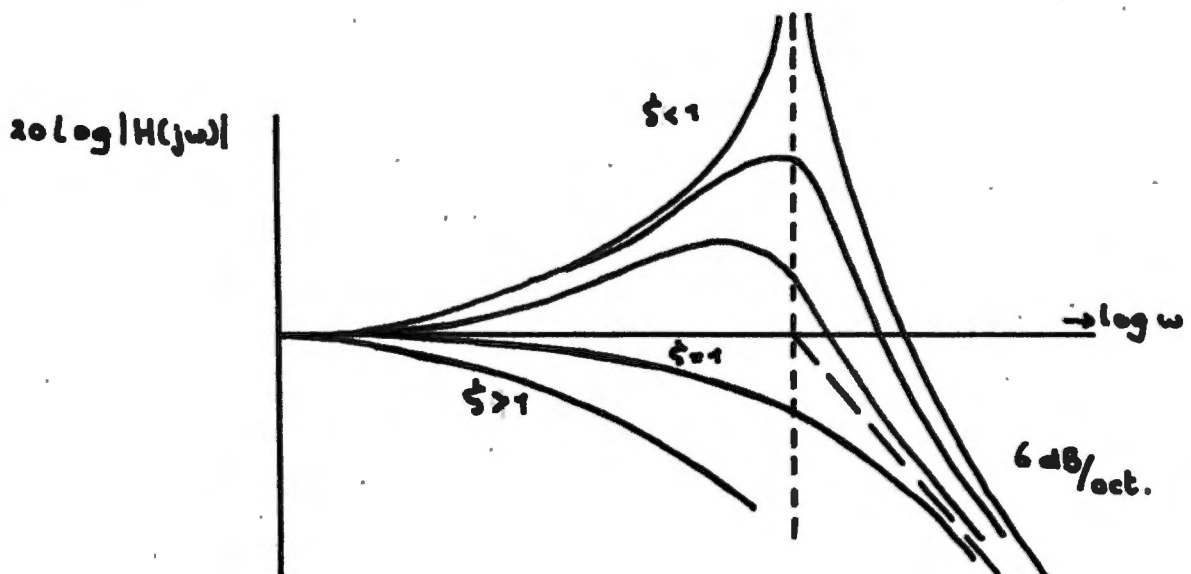
waarin ζ de relatieve dempingsfactor en ω_n de ongedempte natuurlijke hoekfrequentie.

Afhankelijk van ζ hebben we of twee toegevoegd complexe polen of twee reële, zoals geschetst in onderstaande figuur.



α : absolute dempingsfactor
 β : werkelijke hoekfrequentie

Het bijbehorende Bode-diagram wordt:



In fig. 2-3 in het in de literatuurlijst vermelde boek van Gardner is ditzelfde diagram uitgezet met dit verschil dat voor $\zeta > 1$ de overdrachtskarakteristiek eerst voorbij $\omega = \omega_n$ begint af te vallen en wel minder snel naarmate ζ groter is. Het is evident dat dit niet juist is. Immers zou voor een oneindig grote demping het systeem een oneindig grote bandbreedte hebben en dus oneindig snel zijn.

De meest toegepaste phase-lock-loops zijn 2^o orde loops met actief of passief filter. Men heeft dan de meeste mogelijkheden om de ontwerpparameters te kiezen en het systeem te dimensioneren.

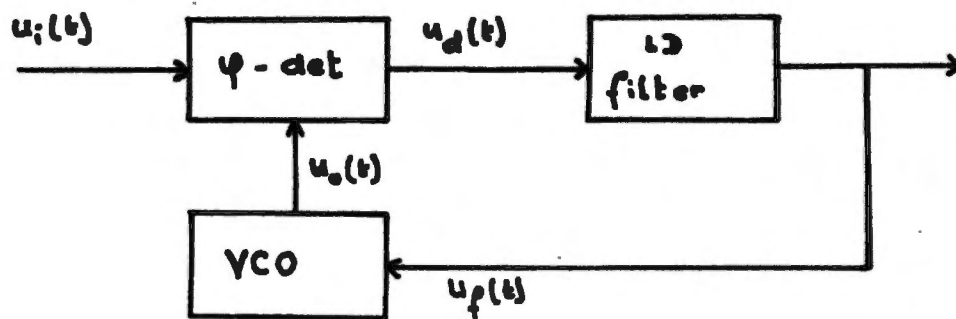
Indien gewenst kan men een derde of hogere orde loop toepassen. Dit wordt zelden gedaan omdat deze meestal geen duidelijke voordelen hebben boven de tweede orde loop. Bovendien zijn ze gevoeliger wat betreft de stabiliteit voor kleine veranderingen in de circuitcomponenten.

In het bijzonder voor demodulator-toepassingen is het weinig zinvol de overdrachtsfunctie steil te doen afvallen.

Hoofdstuk IV.

Ruis in de phase-lock-loop.

- 4.1 De PLL-demodulator is in feite een coherente demodulator, waarin de informatie hersteld wordt door de ontvangen ruisgestoorde draaggolf te mengen met een replica van die draaggolf.



Zonder ruis:

$$u_i(t) = A_1 \sin[\omega_0 t + \varphi_1(t)]$$

waarin $\varphi_1(t)$ de modulatie representeert.

De uitgang van de VCO:

$$u_o(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)]$$

met $\varphi_0(t)$ de momentele fase van de replica.

Dan is:

$$\begin{aligned} u_d(t) &= u_i(t) \cdot u_o(t) \\ &= A_1 A_0 \sin[\omega_0 t + \varphi_1(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \\ &= \frac{A_1 A_0}{2} \left\{ \sin[\varphi_1(t) - \varphi_0(t)] + \sin[2\omega_0 t + \varphi_1(t) + \varphi_0(t)] \right\} \end{aligned}$$

De tweede term wordt uitgefilterd, zodat:

$$u_f(t) = \frac{A_1 A_0}{2} \sin[\varphi_1(t) - \varphi_0(t)]$$

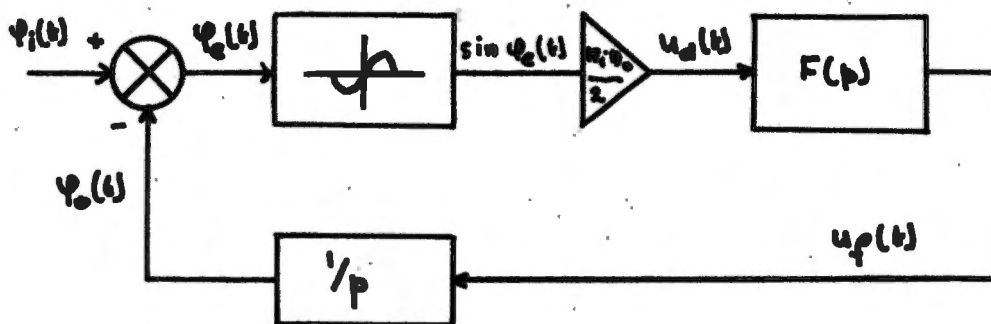
Stel nu de fasefout $\varphi_1(t) - \varphi_0(t) = \varphi_e(t)$

Vervolgens gaan we, evenals in het vorige hoofdstuk, lineariseren:

$$\sin \varphi_e(t) \approx \varphi_e(t)$$

mits $\varphi_e(t) \ll 1$ rad.

We onderstellen nu het signaal ruisgestoord maar niet zo zwaar dat bovenstaande linearisering niet meer opgaat (voor het grootste gedeelte van de tijd), en stellen het volgende model op:



Ingangssignaal: $u_1(t) = A_1 \sin \omega_0 t + n(t)$

waarin de ruis: $n(t) = n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \sin \omega_0 t$

Het uitgangssignaal van de VCO:

$$\begin{aligned} u_0(t) &= A_0 \cos [\omega_0 t + \varphi_n(t)] \\ &= A_0 [\cos \omega_0 t \cos \varphi_n(t) - \sin \omega_0 t \sin \varphi_n(t)] \\ &\approx A_0 [\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t \cdot \varphi_n(t)] \end{aligned}$$

mits de ruisfasejitter $\varphi_n(t) \ll 1$ rad.

Dan wordt;

$$\begin{aligned} u_d(t) &= u_1(t) u_0(t) \\ &= [A_1 \sin \omega_0 t + n(t)] [A_0 (\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t \cdot \varphi_n(t))] \\ &= A_1 A_0 \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t - A_1 A_0 \varphi_n(t) \sin^2 \omega_0 t + \\ &\quad + A_0 n(t) \cos \omega_0 t - A_0 n(t) \varphi_n(t) \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{A_1 A_0}{2} \sin 2\omega_0 t - A_1 A_0 \varphi_n(t) [1 - \cos 2\omega_0 t] \\
&\quad + A_0 n(t) [\cos \omega_0 t - \varphi_n(t) \sin \omega_0 t] \\
&= \frac{A_1 A_0}{2} [\sin 2\omega_0 t - \varphi_n(t) \{1 - \cos 2\omega_0 t\}] \\
&\quad + A_0 n(t) [\cos \omega_0 t - \varphi_n(t) \sin \omega_0 t]
\end{aligned}$$

en na filtering:

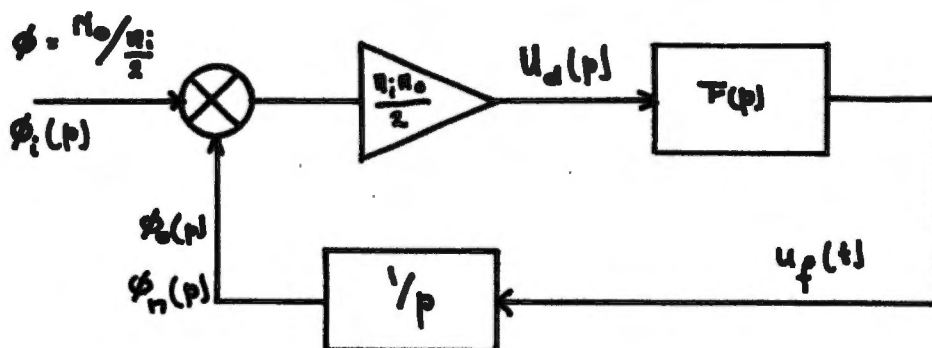
$$\begin{aligned}
u_f(t) &= \frac{-A_1 A_0}{2} \varphi_n(t) + A_0 n(t) [\cos \omega_0 t - \varphi_n(t) \sin \omega_0 t] \\
&\approx \frac{A_1 A_0}{2} \left[\frac{2}{A_1} n(t) \cos \omega_0 t - \varphi_n(t) \right]
\end{aligned}$$

De tweede term representeert de VCO-fasejitter tgv. de ruis. De eerste term echter geeft een signaal, waarvan de autocorrelatiefunctie het product is van de autocorrelatiefuncties van de twee signalen $n(t)$ en $2/A_1 \cos \omega_0 t$. D.w.z. witte ruis met een spectraaldichtheid van $\frac{N_0}{A_1^2/2}$

waarin N_0 de spectraaldichtheid van $n(t)$.

Op grond van de laatste formule voor $u_f(t)$ zien we dat de totale fasefout ten gevolge van de ruis bij ongemoduleerde draaggolf het verschil is van witte ruis met genoemde spectraaldichtheid en de VCO-jitter $\varphi_n(t)$ tgv. ruis. (maal $\frac{A_1 A_0}{2}$).

Na Laplacetransformatie komen we nu tot het volgende model:



Verondersteld dat het superpositiebeginsel blijft gelden kan men zeggen dat de transmissie van modulatie en ruis door het netwerk onafhankelijk van elkaar beschouwd mogen worden.

$\phi_i(p)$ is hierin de modulatie, ϕ het genormaliseerde ruisvermogen.

De totale fase van het VCO-sigitaal is nu:

$$\phi_o(p) + \phi_n(p)$$

en de totale fasefout, dus modulatie + ruis

$$\psi_i(t) - \psi_o(t) - \psi_n(t)$$

Dan is:

$$\begin{aligned} \overline{u_d^2(t)} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} [\psi_i(t) - \psi_o(t) - \psi_n(t)]^2 dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} \left\{ [\psi_i(t) - \psi_o(t)]^2 + \psi_n^2(t) \right\} dt \end{aligned}$$

Het dubbele product onder het integraalteken wordt nl. nul omdat modulatie en ruis onafhankelijk zijn.

Volgens het theorema van Parseval is nu:

$$\overline{u_d^2(t)} = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\omega}^{+j\omega} |\phi_i(p) - \phi_o(p)|^2 dp + \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\omega}^{+j\omega} |\phi_n(p)|^2 dp$$

zodat:

$$\sigma_{\text{tot}}^2 = \sigma_{\text{mod}}^2 + \sigma_{\text{ruis}}^2$$

Bij zwakke storingen bestaat de regelfout in feite nog slechts uit de modulatie en kan door sterke tegenkoppeling willekeurig klein gemaakt worden.

4.2 De ruisdrempel

Evenals bij de conventionele demodulator is ook bij de PLL het bepalen van de drempel een zaak waarbij de eisen die men stelt een grote rol spelen.

De stoorpulsen aan de uitgang van de PLL zijn nu het gevolg van het zo nu en dan optreden van loekverlies ten gevolge van de ruis. Een zeer kort durende verstoring hoeft geen loekverlies te veroorzaken, zoals in hoofdstuk III aan de hand van een frequentiestap is uiteengezet. De momentele frequentie keert zeer snel terug binnen het houdgebied en de loop blijft in lock. Bij grotere verstoringen zien we echter de loop lock verliezen: ingangssignaal en VCO-signaal slippen één of meerdere perioden langs elkaar en ten gevolge van dit slippen gaat de detector stoorpulsen afgeven. Men kan bij een zeker aantal pulsen/sec. zeggen dat de drempel bereikt is.

Het aantal toegelaten stoorpulsen per seconde hangt voornamelijk af van de toepassingen: 10 pulsen per sec. is in een telefoonkanaal zeer storend, voor een televisiesignaal niet.

Zeer algemeen kan men stellen, dat de drempel bereikt wordt als niet langer geldt $\psi_0(t) \ll 1 \text{ rad.}$

Voor een praktische berekening veronderstelt Panter (zie literatuurlijst) dat de drempel bereikt wordt voor

$\sigma_t = 0,5 \text{ rad.}$, dus voor:

$$\sigma_{\text{tot}}^2 = \sigma_{\text{mod}}^2 + \sigma_{\text{ruis}}^2 = 0,25$$

Er zij hier echter op gewezen dat in de verdere berekening een fout gemaakt wordt bij de substituering $K/\tau_1 = B_0$.

Hoofdstuk V

Practische realisering van de PLL.

In de phase-lock-loop, zoals deze in de voorgaande hoofdstukken besproken is, zijn we de volgende componenten tegengekomen:

- 1) 70 MHz fasedetector
- 2) VCO met rustfrequentie 70 MHz
- 3) loopfilter

Deze componenten zullen we achtereenvolgens bespreken.

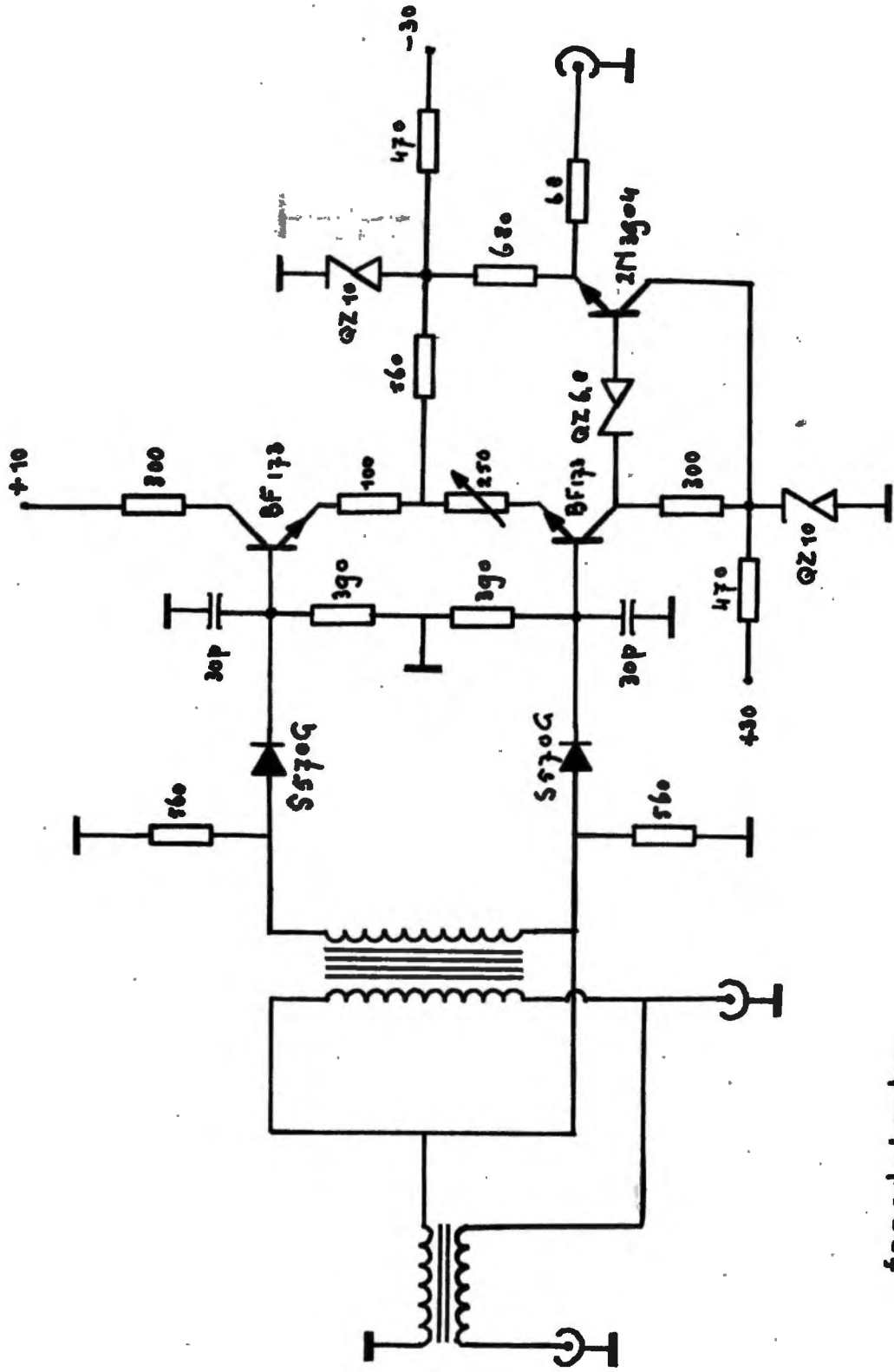
5.1 De fasedetector.

Gerealiseerd is een fasedetector met een sinusvormige detectiekaracteristiek, zoals aangeduid in hoofdstuk III. In overeenstemming met de normalisatie zijn de impedanties van in- en uitgangen op 75 ohm gebracht.

De toegepaste transformatoren zijn op ferrietkern gewikkelde Ruthroff-transformatoren, die bij hoge frequenties een grote breedbandigheid paren aan een geringe wikkelcapaciteit. Door middel van een zenerdiode en een instelweerstand kan de uitgangsspanning bij kortgesloten ingangen op 0 volt gebracht worden.

De karakteristiek is gemeten op twee manieren.

Bij de eerste manier passen we een vaste standaard-vertraginglijn toe met een looptijd van 15 nsec. Door de aangeboden frequentie te variëren kunnen we willekeurige faseverschillen aan de ingangen creëren. (zie meetschema's van grafiek I) Aangezien bij deze meting frequenties aangeboden worden, die aanzienlijk van 70MHz verschillen is de karakteristiek nogmaals opgenomen, maar nu op een vaste frequentie van



fasedetector

uiteraard 70 MHz en met een variabele vertraginglijn. De resultaten van beide metingen zijn uitgezet in grafiek I. Het verschil is te verklaren uit de genoemde frequentieafwijkingen, die vooral een rol spelen voor de Ruthroff-transformatoren. Afwijkingen van ca. 25 MHz vallen te ver van de afstemfrequentie.

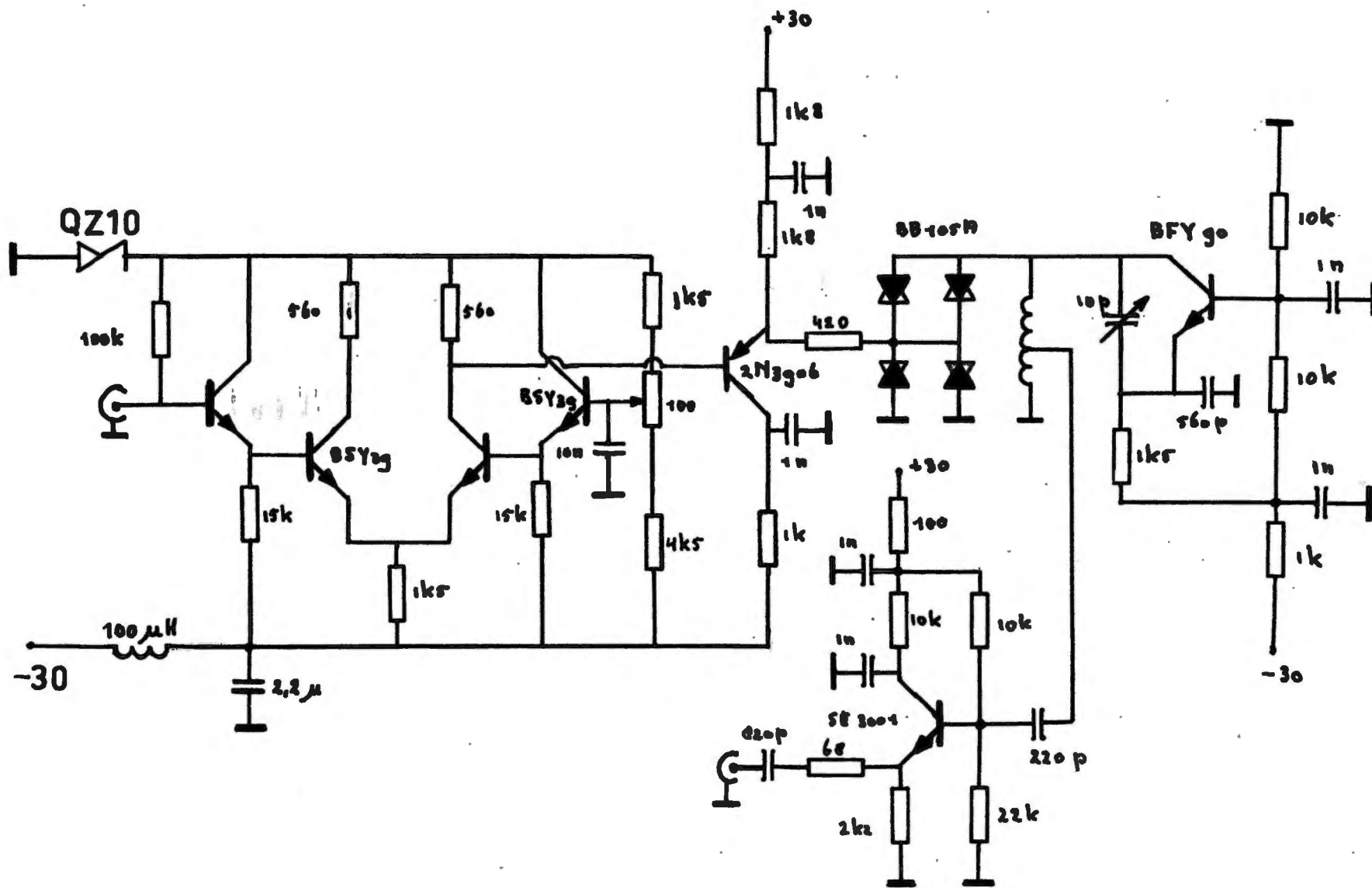
5.2 De spanningsgestuurde oscillator.

De belangrijkste eis die we aan de VCO stellen ligt in de mogelijke frequentieregeling. De loop moet in staat zijn een signaal te detecteren dat een top-topzwaai vertoont van 20 MHz. Deze zwaai moet de VCO dus ook kunnen maken en wel met de frequentie van een videosignaal: 0 tot 5 MHz. Verder moet de rustfrequentie 70 MHz bedragen en deze moet enigermate instelbaar zijn.

Het principe van de spanningsgestuurde oscillator is een normale LC-oscillator, waarvan de frequentie gevarieerd kan worden door verandering van de capaciteit in de afstemkring. Dit gebeurt in de gerealiseerde VCO door sturing van twee paren varactors BB105A.

De varactors worden gestuurd door een differential pair. Op één ingang hiervan wordt de modulerende spanning aangeboden. Met de andere wordt de gelijkspanning op de uitgang van het pair ingesteld door middel van een 100 ohm potentiometer. Deze gelijkspanning bepaalt de rustfrequentie van de oscillator.

De uitgangsimpedantie van de VCO is, evenals bij de fase-detector, op 75 ohm gebracht. De ingangsimpedantie is echter ca. 100k gemaakt omdat voor deze ingang het loopfilter geschakeld wordt. Op deze wijze is de impedantieaanpassing tussen filter en VCO het eenvoudigst in de hand te houden.



spanningsgestuurde oscillator

In grafiek IV is de dynamische modulatiekarakteristiek van de VCO geschetst, dwz. de frequentie als functie van de regelspanning. Tevens de uitgangsspanning als functie van de frequentie. Uit eerstgenoemde kunnen we de oscillatorconstante K_o bepalen (bij 70 MHz.):

$$K_o = \frac{2\pi \cdot 4 \cdot 10^6}{250 \cdot 10^{-3}} \quad 10^8 \text{ rad/sec. per volt.}$$

Bij de meting van de dynamische frequentiekarakteristiek zij er op gewezen dat de afval van de karakteristiek niet noodzakelijk veroorzaakt hoeft te worden door de VCO maar ook het gevolg kan zijn van het beperkte bereik van de gebruikte Siemens meetdemodulator. Volgens de specificatie ligt het 3 dB. punt van deze demodulator bij ca. 9 MHz.

5.3 Het loopfilter.

In eerste instantie werd besloten tot het gebruik van een passief filter, waarmee zoals gezegd, rekening is gehouden door een hoge ingangsimpedantie van de VCO.

Daar de gesloten-lus overdrachtsfunctie bepaalde selectieve eigenschappen bleek te vertonen, is uitsluitend gepoogd met een filter de juistheid van de theorie ten aanzien van het ontwerpen van een filter aan te tonen. Op dit ontwerpen gaan we later in.

Hoofdstuk VI.

Metingen aan de PLL.

6.1 Meting van de overdrachtsfunctie van de PLL.

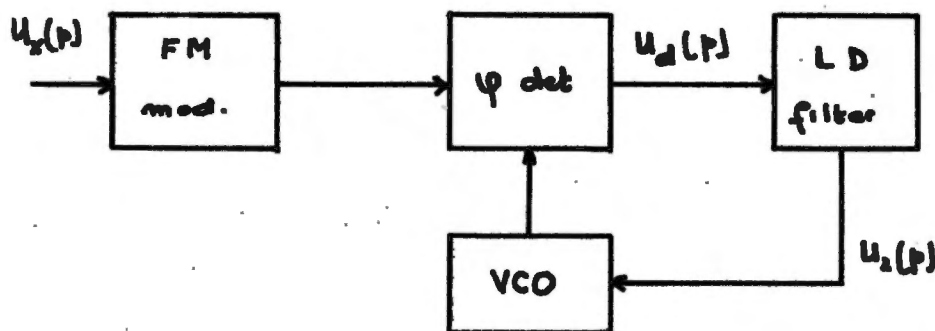
Alvorens de overdrachtsfunctie te beschouwen, is het nuttig, dat we ons realiseren wat deze functie feitelijk voorstelt, nl. een faseoverdrachtsfunctie. Dwz. deze overdrachtsfunctie geeft aan hoe sinusvormige veranderingen in de fase van het ingangssignaal door de loop worden doorgegeven aan de fase

van het VCO-signaal.

Directe meting van de open-lus overdrachtsfunctie is niet mogelijk, omdat er dan geen lock is. De fase van het VCO-sig- wordt dan in hoge mate bepaald door de fasejitter van de VCO zelf, mede omdat de fasezwaai aan de ingang van de fase-detector klein moet zijn in verband met de niet-lineaire detectorkarakteristiek. We zijn derhalve genoodzaakt de gesloten-lus overdrachtsfunctie te meten en daaruit de open-lus overdrachtsfunctie te bepalen.

Voor de meting van de gesloten-lus overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ staan ons twee methoden ter beschikking.

In de eerste plaats kunnen we een frequentiegemoduleerd signaal aan de ingang aanbieden. Daartoe moduleren we een meetmodulator met een signaal $U_x(p)$.



In 3.2 hadden we gevonden:

$$E(p) = \frac{\Theta_o(p)}{\Theta_i(p)} = \frac{p}{p + K_o K_d F(p)}$$

$$\Theta_o(p) = \frac{p \Theta_i(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

De uitgangsgrootheid van de fase-detector is $K_d \Theta_o(p)$ en van het loopfilter $F(p) K_d \Theta_o(p)$, zodat:

$$U_2(p) = \frac{p \Theta_i(p) K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

en gezien de definitie van $H(p)$ in 3.2:

$$U_2(p) = \frac{p \Theta_1(p)}{K_0} H(p)$$

De factor $p \Theta_1(p)$ representeert de modulatie van het aangeboden signaal. Verder is de momentele frequentieafwijking $u_x(t) \cdot K_G$, waarin K_G de modulatorconstante (rad/voltsec.) en dan is:

$$p \Theta_1(p) = K_G U_x(p)$$

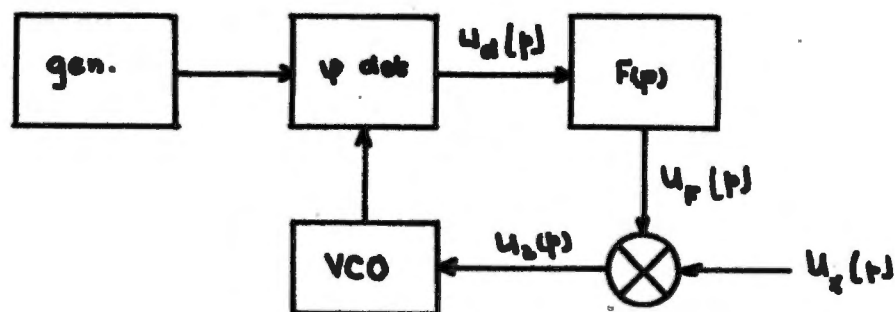
Gebruik makend hiervan en substituerend $p=j\omega$:

$$\frac{U_2(j\omega)}{U_x(j\omega)} = \frac{K_G}{K_0} H(j\omega)$$

Omdat bekend is $H(j0)=1$ is de waarde van K_G/K_0 van geen belang; alleen de vorm van $H(j\omega)$ is benodigd.

De tweede methode is noodzakelijk wanneer we met zeer lage modulerende frequenties willen werken. Vele meetmodulatoren hebben een capacitief gekoppelde ingang, zodat de soms zeer lage frequenties (bv. 0,1 - 5 Hz) door deze ingangscapaciteit geblokkeerd worden.

We maken dan gebruik van een stabiele generator en gaan de lus inwendig moduleren.



In 3.2 vonden we:

$$\Theta_0(p) = K_0 U_2(p) \frac{1}{p}$$

en

$$U_d(p) = K_d [\Theta_i(p) - \Theta_o(p)]$$

Hetingangssignaal is ongemoduleerd en we gebruiken de fase ervan als referentie. We kunnen dan stellen: $\vartheta_i = 0$ zodat:

$$U_d(p) = -K_d \Theta_o(p)$$

Verder is:

$$U_F(p) = F(p)U_d(p)$$

en

$$U_2(p) = U_F(p) + U_X(p)$$

Combinatie van deze relaties levert ons:

$$U_F(p) = \frac{-K_o K_d F(p) U_X(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

en hieruit volgt:

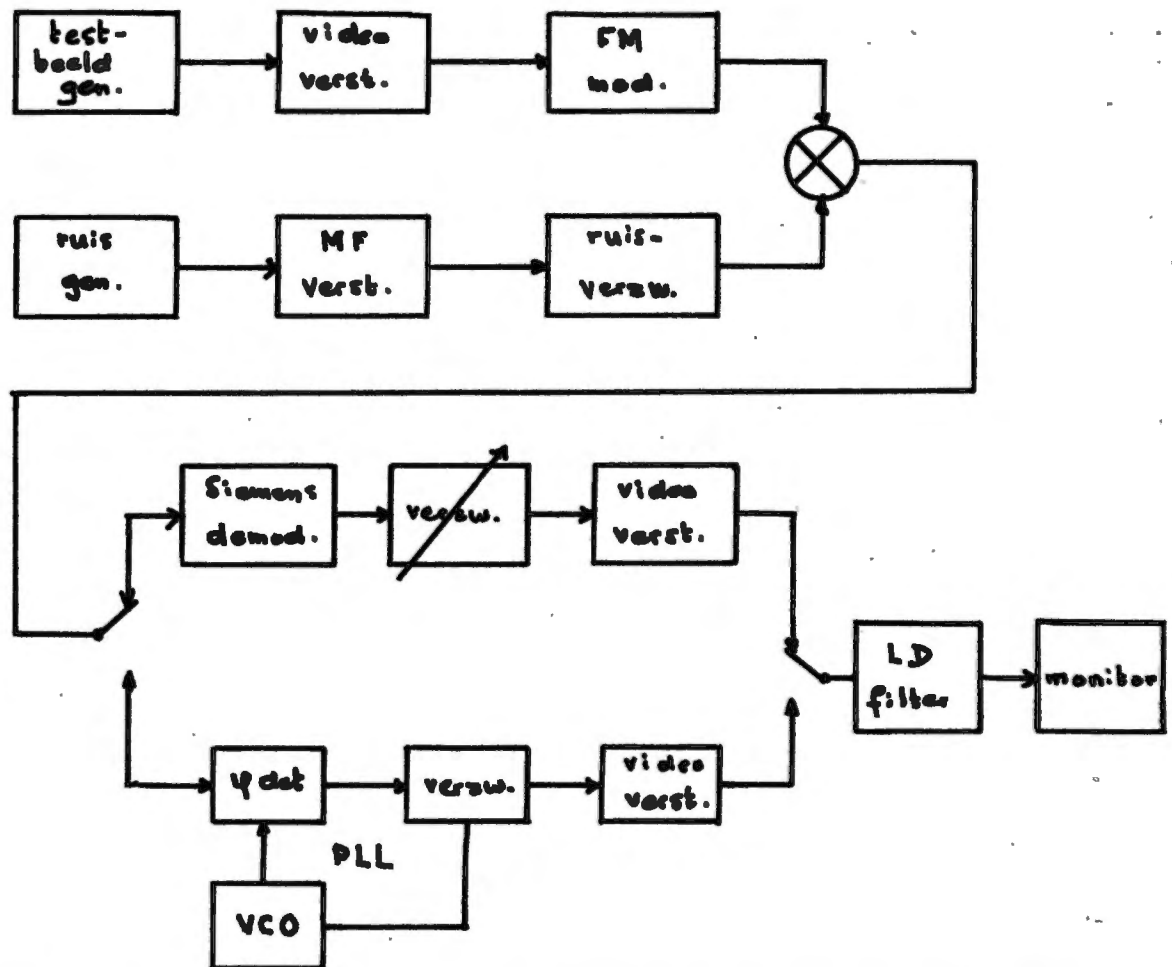
$$\frac{U_F(j\omega)}{U_X(j\omega)} = -H(j\omega)$$

waarbij het minteken van geen belang is.

Gezien het feit dat we streven naar een relatief breedbandige loop is voor ons de eerste methode het meest geschikt. op deze wijze is de $H(j\omega)$ van de lus gemeten en wel zonder filter. In plaats van een filter is een verzwakker opgenomen. Hiermee is de lusversterking te regelen. Het bleek nu dat de loop bij toenemende lusversterking tweede orde eigenschappen ging vertonen en ook instabiel te kunnen worden. Zie hiervoor grafiek VII.

6.2 De loop bleek nu in staat tot het demoduleren van een FM-gemoduleerd signaal, zolang de zwaai niet groter gemaakt wordt dan ca. 12 MHz. Door achter de PLL een laagdoorlatend

filter te schakelen met een afsnijfrequentie van 2,5 MHz kunnen we de invloed van de piek bij 4 MHz. te niet doen en dan dan een testbeeld zichtbaar maken op de monitor (NB. dit met 625 lijnen en niet de in de inleiding genoemde 525). Vervolgens is onderstaande schakeling gebouwd:



De MF-versterker begrenst de bandbreedte van de ruis tot 20 MHz. Met de verzwakker achter de Siemens demodulator kunnen we de beeldhelderheid voor beide demodulators gelijk maken. Stellen we ruisverzwakker op een grote demping in, dan blijkt de kwaliteit van de beelden van de PLL en de Siemens demodulator vrijwel niet te verschillen.

Door nu de ruis geleidelijk te doen toenemen zien we dat bij een bepaalde verzwakkerstand de Siemens demodulator "overstuurd" wordt: de demodulator gaat stoorpulsen afgeven die als witte stippen in het beeld verschijnen en deze stippen nemen snel in aantal toe bij toenemende ruis. Bij genoemde verzwakkerstand zeggen we dat de drempel bereikt is.

Vergelijking met de PLL-demodulator leert ons dat de beeldkwaliteit met toenemende ruis uiteraard ook afneemt, maar als de conventionele demodulator de drempel bereikt en dus witte stippen in het beeld verschijnen, blijkt de PLL-demodulator deze witte stippen nog niet te produceren en derhalve de drempel nog niet te hebben bereikt.

Het bereiken van de drempel van de PLL-demodulator treedt op, als de schakeling regelmatig uit de lock valt. Dit manifesteert zich enerzijds in het wit, anderzijds in de synchronisatie: de niveau's waar de zender het verst uitzwaait.

Er verschijnen zwarte strepen in het wit en het beeld wordt instabiel.

- 6.3 Een vraag die direct rijst na het voorgaande is hoe nu het loopfilter gedimensioneerd moet worden. Met de loop zoals we die bij de beschreven video-experimenten toegepast hebben is dit niet mogelijk. We moeten uitgaan van een eerste orde loop en hierin kunnen we iets zeggen van de filtergrootte die ons de gewenste tweede orde loop kunnen leveren. Zoals gezegd is met de genoemde loop een eerste orde loop te realiseren en wel door met de loopverzwakker een grotere demping in te stellen. De directe consequentie hiervan is uiteraard een afname van de lusversterking waardoor ook het houdgebied kleiner wordt.

Een eerste orde loop die inderdaad eerste orde loop eigenschappen vertoont is gerealiseerd door het houdgebied te verkleinen tot ca. 1,2 MHz.

Volgens de theorie moet de 3 dB frequentie liggen op 600 kHz., moet de frequentie karakteristiek daarboven 6 dB/oct. gaan afvallen, en moet de fase draaiing bij 600 kHz. 45° bedragen. De overdrachtsfunctie van deze loop is geschetst in grafiek VII. We zien dat de gemeten krommen redelijk overeenstemmen met de theoretische.

We kunnen in deze loop een filter gaan opnemen en zo weer de theorie toetsen. Uit praktische overwegingen werd gekozen een $f_n = 30 \text{ kHz.}$ en $\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{2}$.

In 3.2.2 zijn deze grootheden geïntroduceerd door de volgende substituties:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}}$$

en

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1} \left[\tau_1 + \frac{1}{K_o K_d} \right]}$$

als de overdrachtsfunctie van het filter is

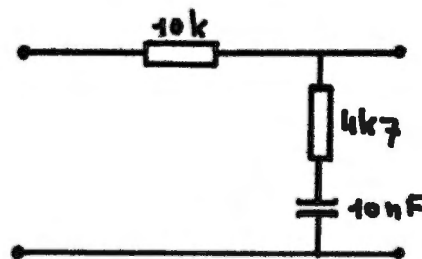
$$F(p) = \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2 + 1}$$

De $K_o K_d$ volgt uit de 3 dB frequentie van de eerste orde loop en met de gekozen ω_n en ζ vinden we voor de tijdconstanten:

$$\tau_1 = R_2 C = 0,4 \cdot 10^{-5} \text{ sec.}$$

$$\tau_2 = (R_1 + R_2) C = 10,7 \cdot 10^{-5} \text{ sec.}$$

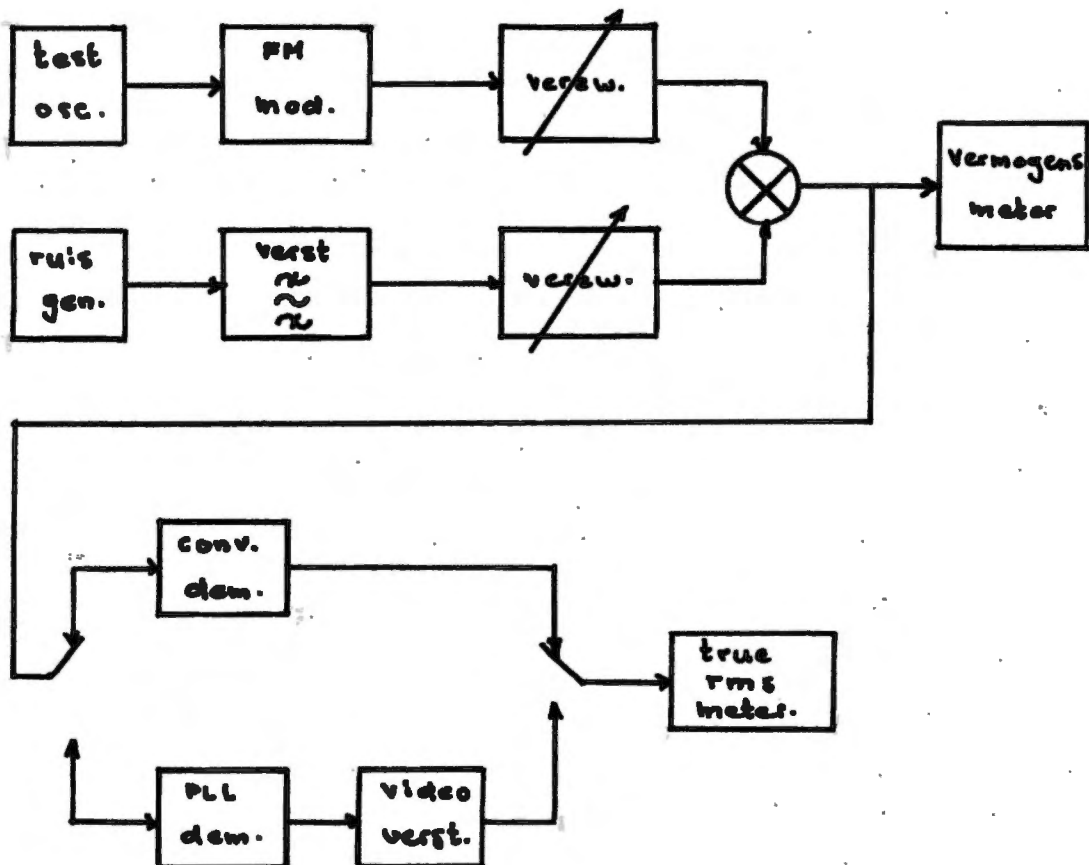
We kiezen $C = 10 \text{ nF}$, dan worden $R_1 = 10 \text{ k}$ en $R_2 = 4 \text{ k7}$. de configuratie van het filter wordt dus:



De gesloten-lus-overdrachtsfunctie is geschetst in grafiek VIII. Uit vergelijking met standaardkarakteristieken blijkt dat inderdaad F_n ca. 30 kHz. bedraagt. Voor $\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{2}$ is de top van 4,5 dB echter nogal aan de hoge kant. Een oorzaak hiervan is mogelijk de fasejitter van de VCO die juist in dit frequentiegebied sterk merkbaar is

6.4 Meting van de ruisdrempel.

De experimenten met de phase-lock-loop als videodemodulator hebben ons al getoond, dat een verbetering in signaalruisverhouding is te verkrijgen ten opzichte van de conventionele demodulator. Over de winst in dB's die we krijgen geven deze experimenten ons echter geen uitsluitsel. Teneinde de verbetering te kunnen meten maken we gebruik van de volgende opstelling:



We kunnen nu een draaggolfruisverhouding van 0 dB instellen met behulp van de vermogensmeter. We regelen de verzwakkers zo af dat het uitschakelen van òf de ruis òf de draaggolf een vermogensafname van 3 dB tot gevolg heeft. Met de ruisverzwakker kunnen we dan de gewenste draaggolfruisverhouding instellen.

Achter de demodulator meten we vervolgens de signaalruisverhouding met behulp van de "true rms. meter" en wel op de volgende wijze.

Bij ongemoduleerde draaggolf meten we bij verschillende draaggolfruisverhoudingen het niveau van de ruis in dB's aan de demodulatoruitgang. Vervolgens schakelen we de ruis uit, moduleren de draaggolf en meten het signaalniveau aan de uitgang. Uit deze metingen is dan de signaalruisverhouding te bepalen.

In grafiek IX zijn de krommen uitgezet, gemeten voor zowel conventionele als phase-lock-loop demodulator. We zien dat de conventionele demodulator een duidelijke drempel vertoont voor ca. 6 dB draaggolfruisverhouding. Voor de PLL-demodulator is dit drempeleffect minder duidelijk; echter blijkt wel dat beneden genoemde 6 dB de signaalruisverhouding voor de PLL aanzienlijk minder snel afneemt dan voor de conventionele demodulator.

Hieruit is te zien het verschil tussen de thermische en de impulsruis. Boven de drempel wordt de signaalruisverhouding uitsluitend door de eerste bepaald, terwijl beneden de drempel ook de impulsruis een rol gaat spelen. De signaalruisverhouding wordt dan gaandeweg steeds meer bepaald door het lockverlies ten gevolge van de ruis.

Feitelijk zouden boven de drempel beide krommen over elkaar moeten vallen. Dat dit niet het geval is, is vermoedelijk te wijten aan de jitter van de VCO, die immers als ruis aan

de uitgang van de demodulator verschijnt en zo de signaalruisverhouding verslechtert.

Een bezwaar van genoemde meetmethode is, dat het ingangsvermogen niet constant is. In hoofdstuk IV zien we nl. dat in de uitdrukking voor de uitgangsspanning $u_p(t)$ de amplitudes voorkomen van zowel ingangssignaal als VCO-signaal. Variaties van deze amplitudes komt derhalve tot uitdrukking in de lusversterking en dus in het houdgebied.

Daarom zijn beide krommen nogmaals opgenomen, maar nu met constant ingangsvermogen. Dit wordt bereikt door zowel de signaalverzwakker als de ruisverzwakker zo in te stellen dat de vermogensmeter steeds hetzelfde vermogen aangeeft. We kunnen dan de ruis laten afnemen en het signaal laten toenemen en zo de gewenste draaggelruisverhouding instellen.

Voor de conventionele demodulator blijken beide methoden vrijwel dezelfde resultaten op te leveren. Dit was te verwachten, daar in deze Siemens demodulator een begrenzer is ingebouwd.

De phase-lock-loop demodulator blijkt een zwak drempel-effect te vertonen, ca. 2 dB onder de drempel van de conventionele demodulator. De afval beneden deze drempel blijft echter aanmerkelijk beter dan bij de conventionele demodulator. (grafiek X)

6.5 Conclusies.

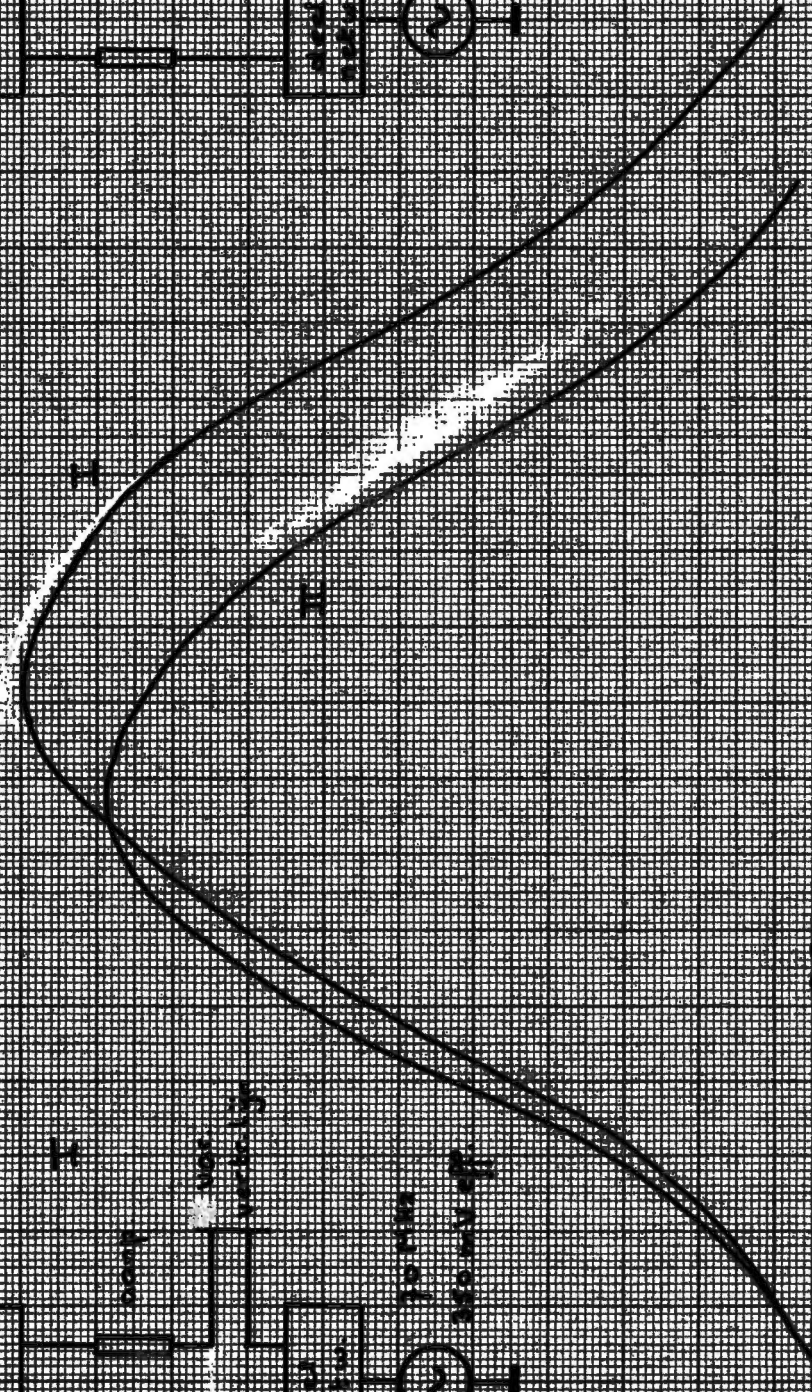
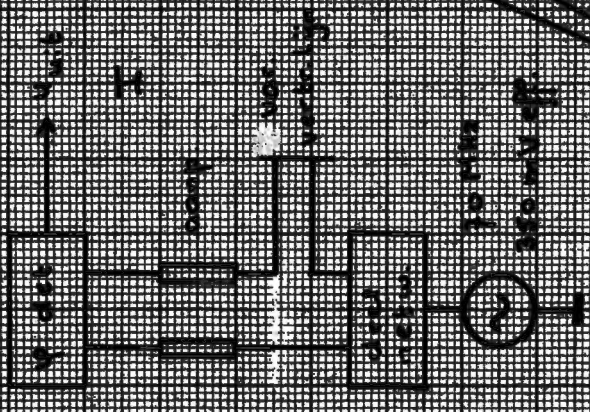
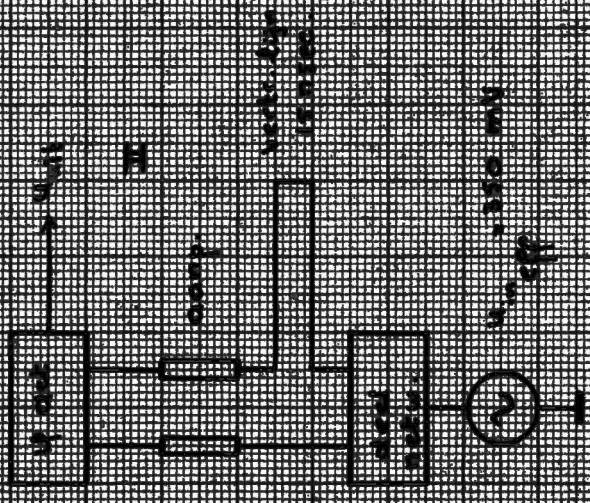
Met de componenten, gebruikt voor de in de voorgaande hoofdstukken beschreven phase-lock-loop blijken de vereiste zwaai en bandbreedte niet haalbaar. Met een eerste orde loop, die een houdgebied heeft van 20 MHz. heeft men de maximale vrijheid in de keuze van een filter. Bij deze filterkeuze speelt het begrip lusruisbandbreedte een belangrijke rol. Deze bepaalt nl. de hoeveelheid ruis aan de uitgang van de demodu-

lator. We zullen derhalve streven naar een zo gering mogelijke lusruisbandbreedte, maar we zijn hierin beperkt door de basisbandbreedte van het videosignaal.

Een kleine verbetering geeft wellicht een steil basisbandfilter aan de uitgang van de demodulator. Ruis boven de 5 MHz. wordt zo onderdrukt en men vermijdt zo steile flanken binnen de loop.

Een derde mogelijkheid tot verbetering van de signaalruisverhouding is als volgt te verkrijgen. Het uitgangssignaal van de VCO is een FM-gemoduleerd signaal met dezelfde modulatie-index als het ingangssignaal, echter met minder ruis, nl. alleen de ruis in de lusbandbreedte vermeerderd met de fasejitter van de VCO. De ruis in de lusbandbreedte is aanmerkelijk minder dan de ruis in het brede spectrum aan de ingang en men kan de VCO jitter zo gering mogelijk maken. Het uitgangssignaal van de VCO kan dan met een normale discriminator gedemoduleerd worden.

Hoewel de gebouwde demodulator niet aan de gestelde eisen voldoet, valt toch een zekere verbetering van de drempel te constateren ten opzichte van de conventionele demodulator, zij het dan dat deze verbetering meer tot uitdrukking komt in de videoexperimenten dan in de metingen.

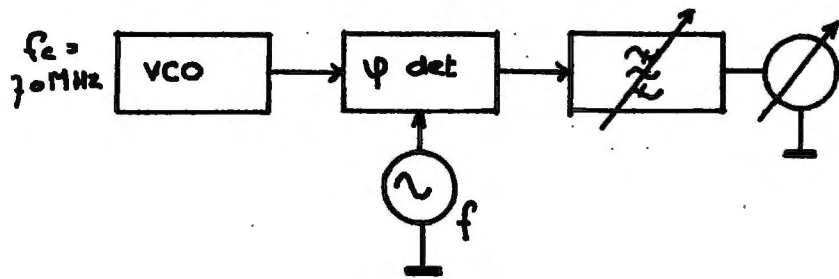


CRAMPEX I

Induktionskoeffizienten
 (Induktivitäten)

→

Frequentie karakteristiek fase detector

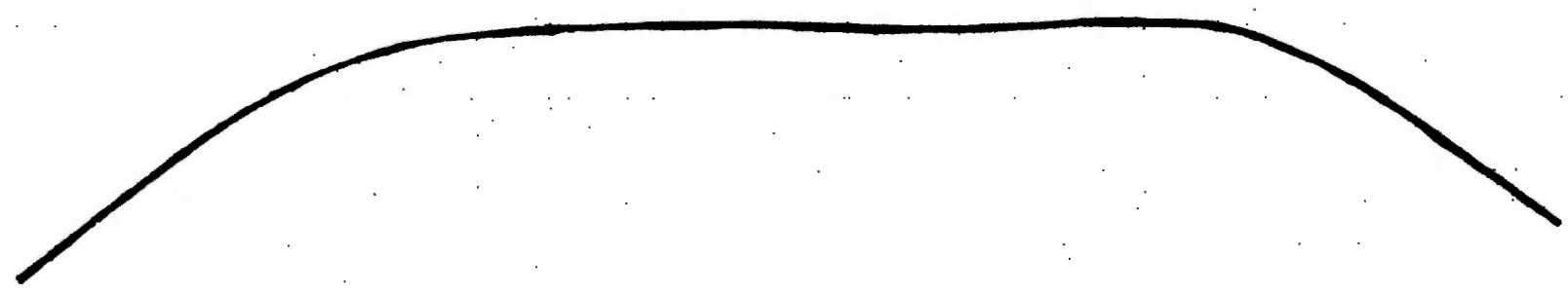


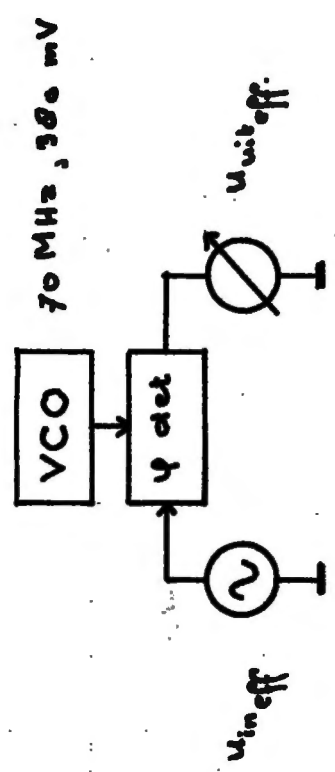
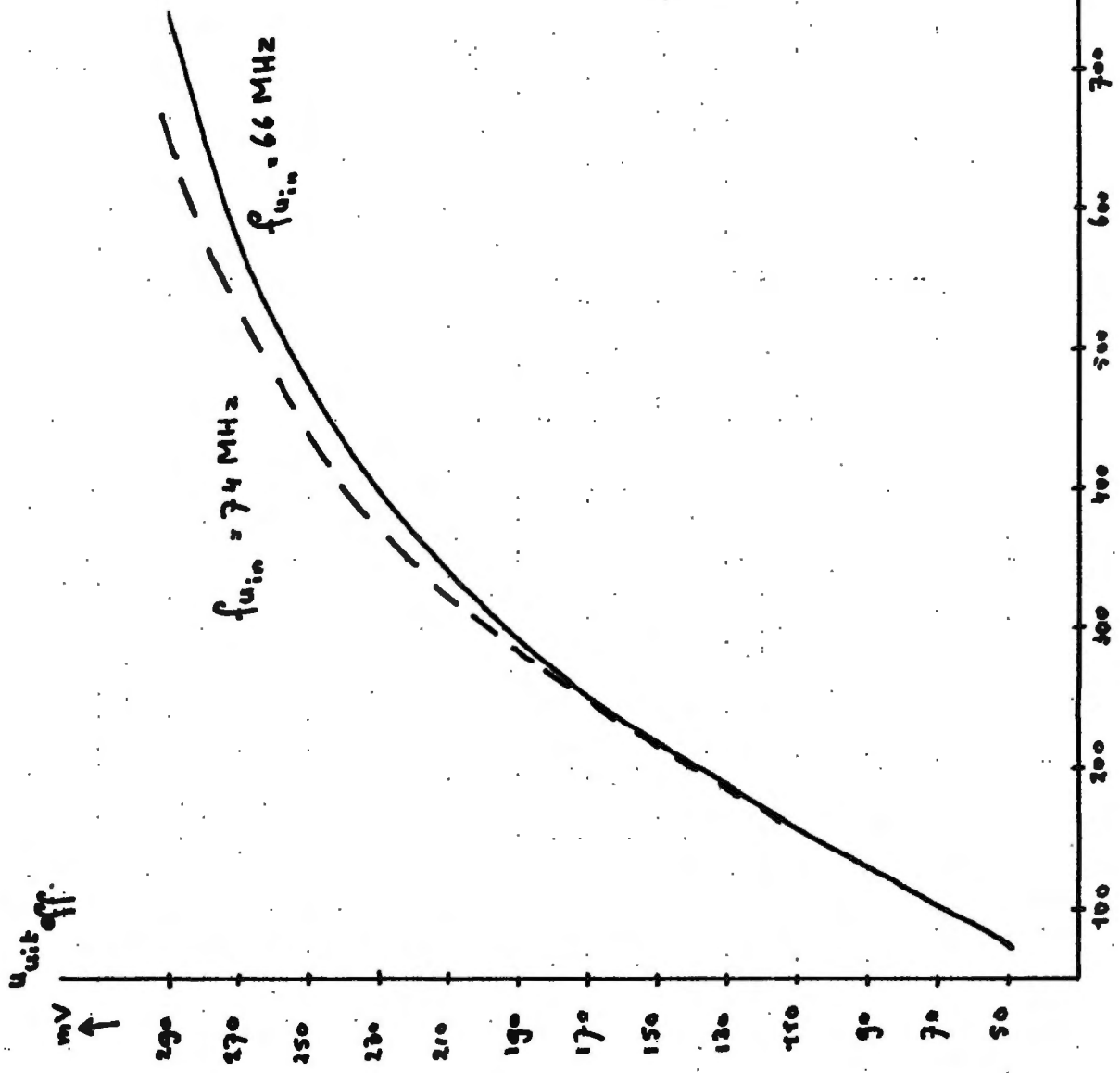
dB
↑
0
-1
-2
-3

60 62 64 66 68 70 72 74 76 77 80

$f \rightarrow \text{MHz}$

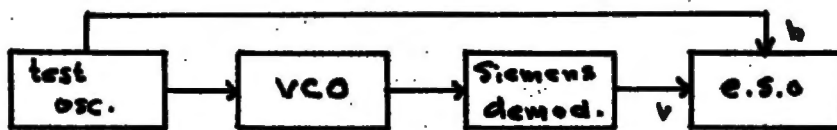
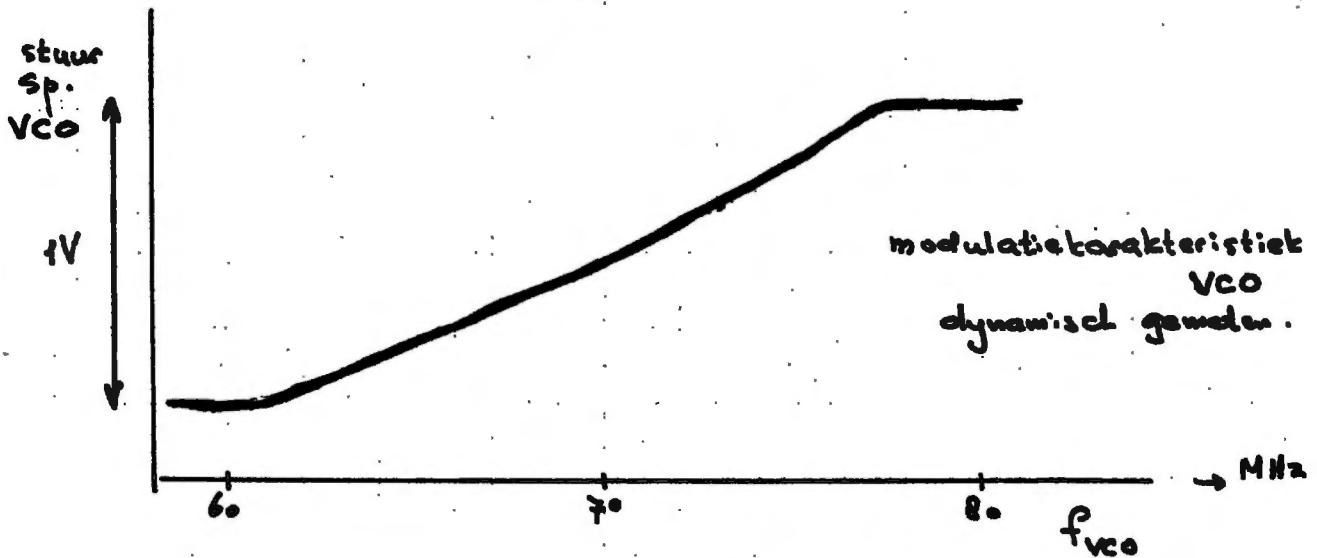
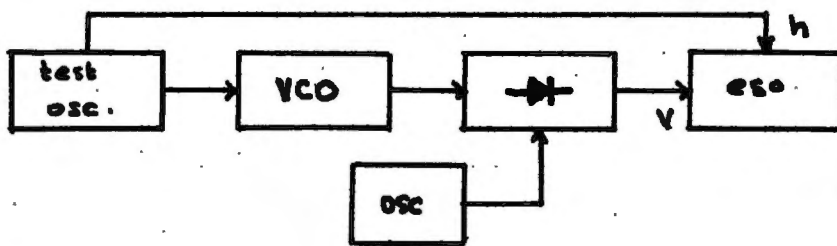
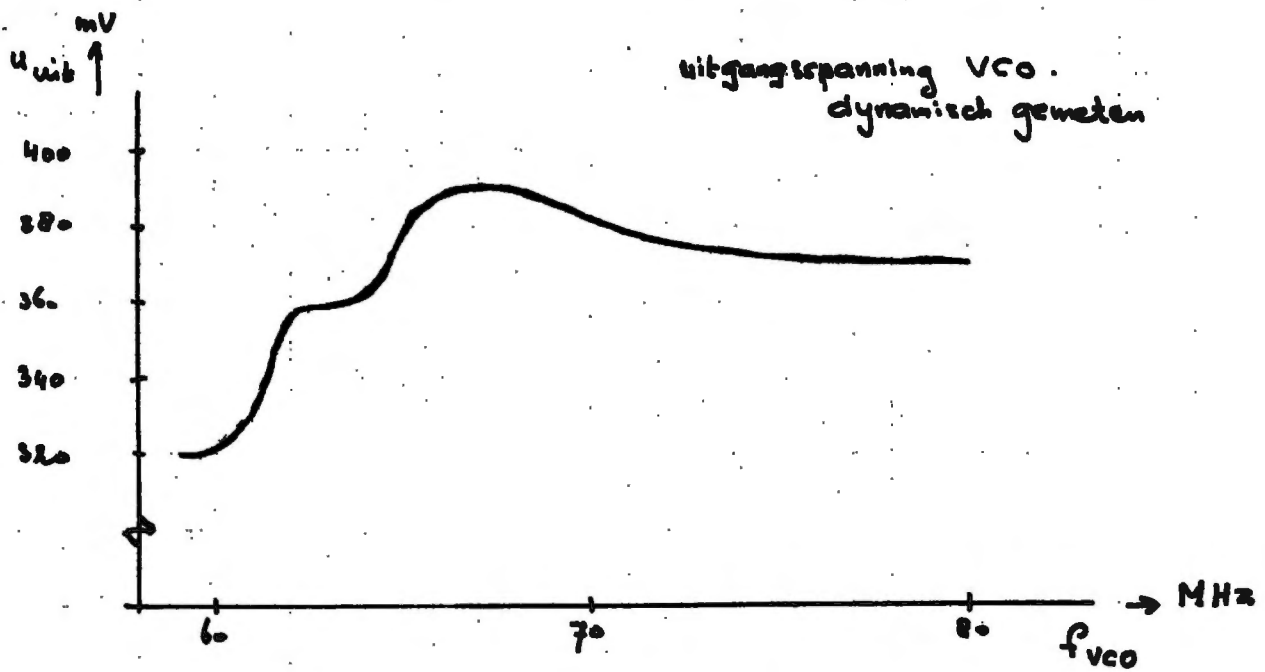
GRAFIEK II





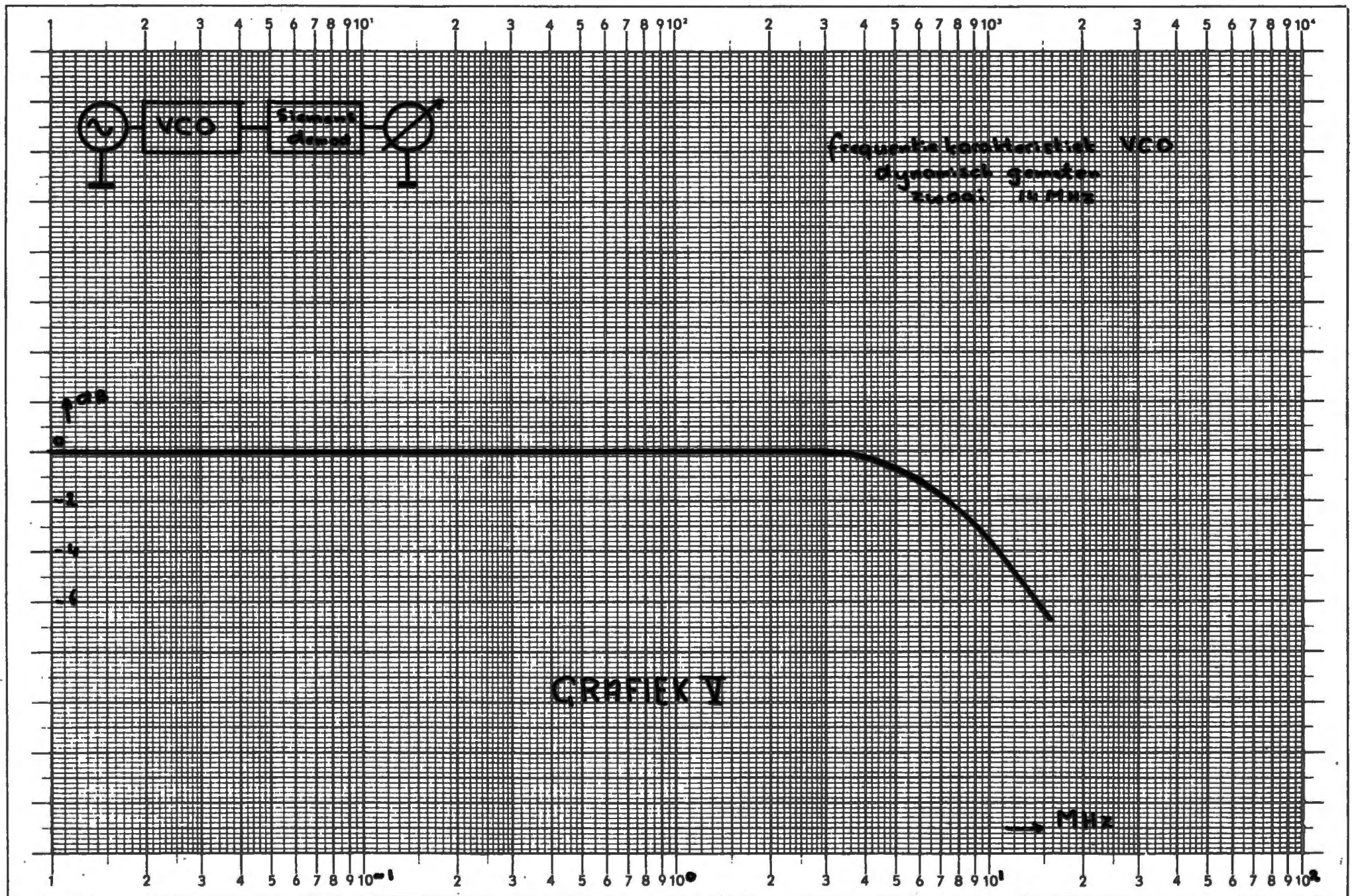
Uitstuurkarakteristiek
 ferdetector.

GRAFIEK III



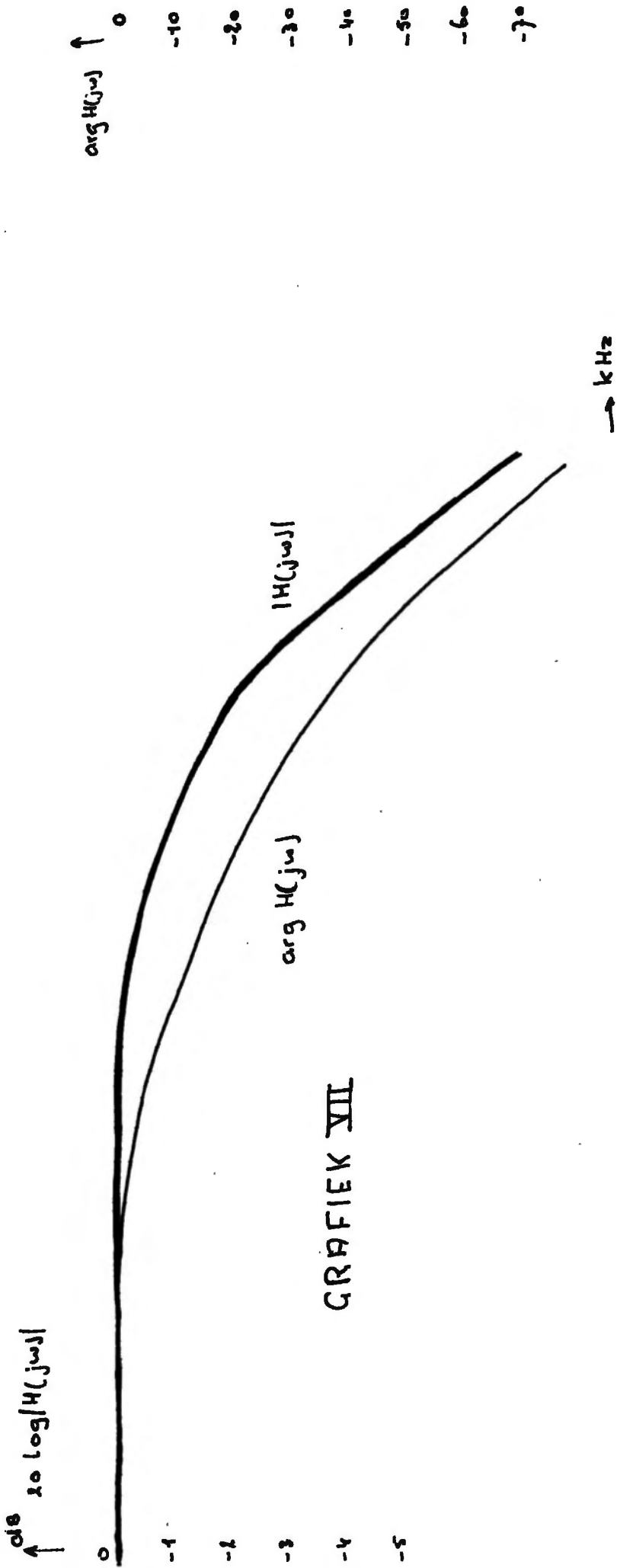
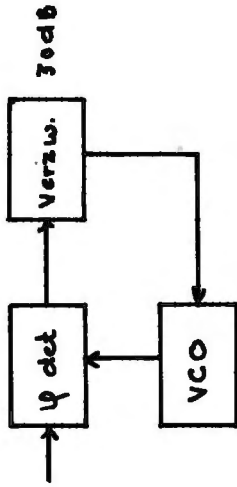
(Siemens demodulator is recht tussen 60 en 80 MHz.)

GRAFIEK IV.

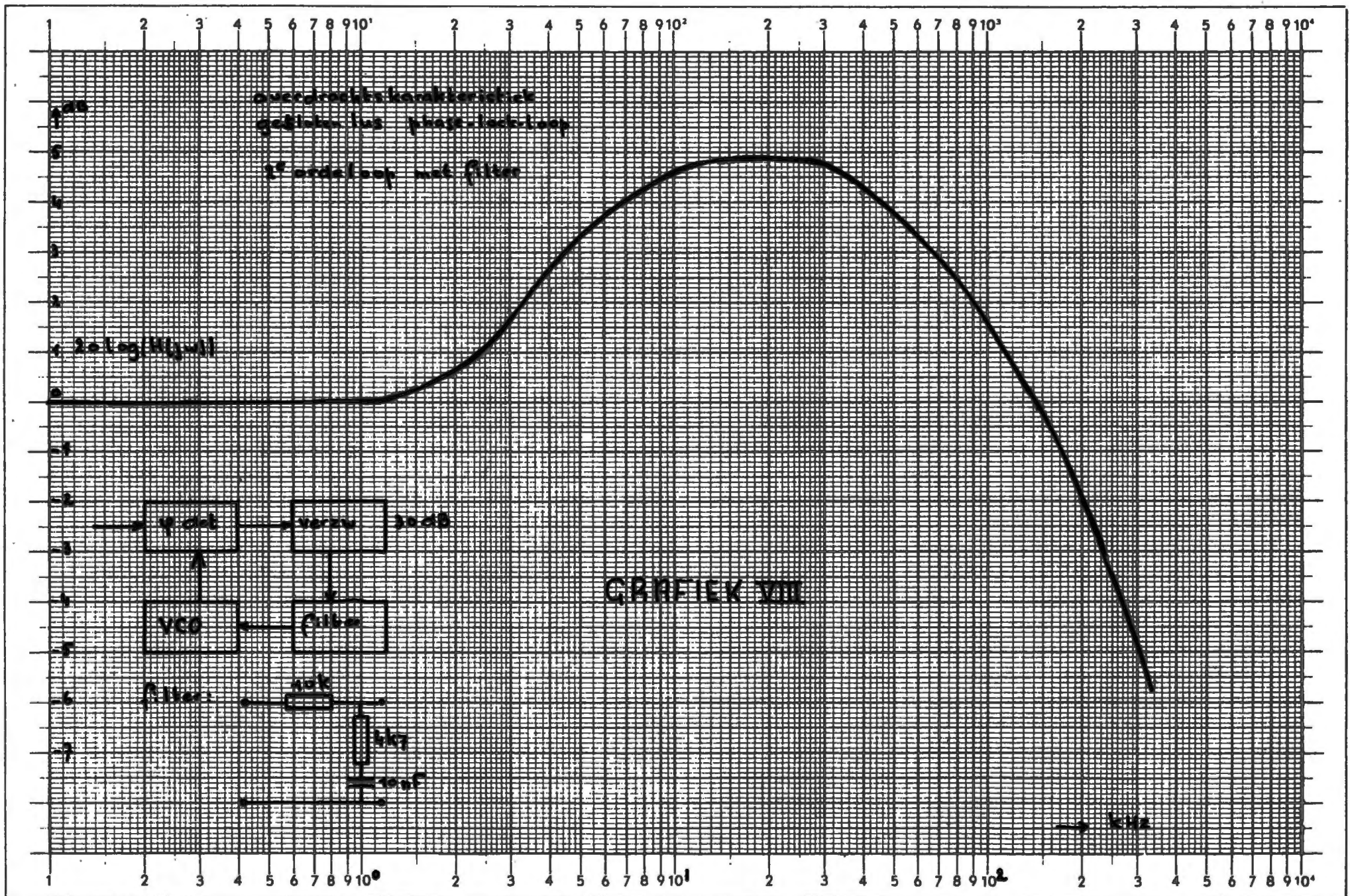


Overdrocht, karakteristiek
gesloten lus phase-lock-loop

1^o orde loop

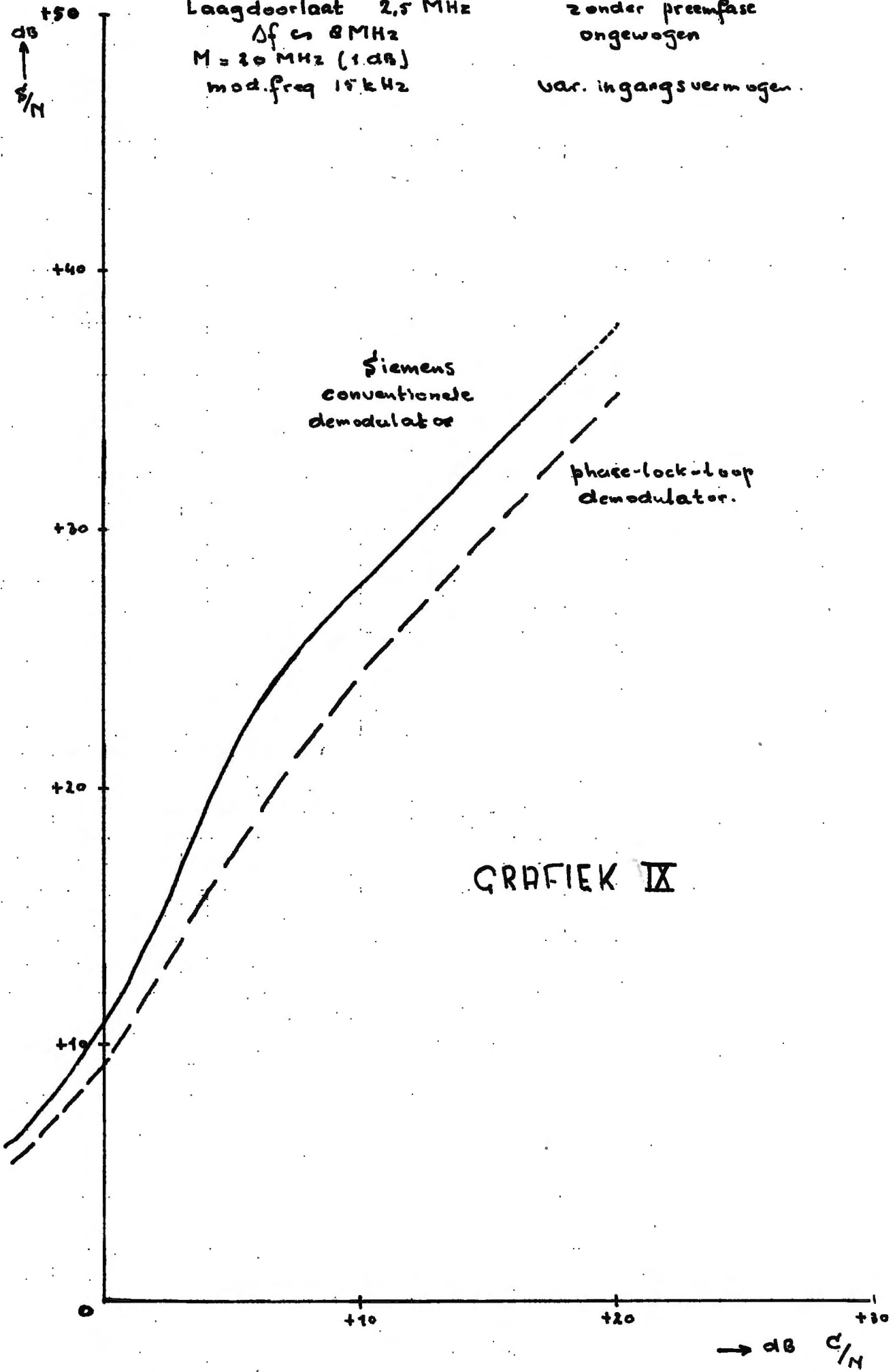


GRAFIEK VII



Laagdoorlaat 2,5 MHz
 $\Delta f \approx 8 \text{ MHz}$
 $M = 20 \text{ MHz (1 dB)}$
mod. freq 15 kHz

Zonder preemfase
ongewogen
var. ingangsvermogen.



GRAFIEK IX

