

CODEN: LUTFD2 / (TFRT - 5319) / 1 - 086 / (1985)

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

MAGNUS LUNDBLAD  
RICHARD SVENSSON

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK  
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA  
DECEMBER 1984

TILLHÖR REFERENSBIBLIOTEKET  
UTLÄNAS EJ

<b>LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY</b> DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 118 S 221 00 Lund Sweden		Document name Master thesis	
		Date of issue December 1984	
		Document number CODEN:LUTFD2/(TFRT-5319)/1-086/(1985)	
Author(s) Magnus Lundblad Richard Svensson		Supervisor Björn Wittenmark	
		Sponsoring organization Ericsson Radio System AB, Lund	
Title and subtitle Simulering av frekvenssyntes. (Design and simulation of frequency synthesis.)			
Abstract <p>This master thesis describes an aid to construct a Phase Locked Loop, ( PLL ). The aim was to simulate and dimension a PLL with it's specifications given.</p> <p>The simulation language Simnon is used to simulate the non-linear PLL system. The PLL have both continuous and discrete component's. This make it difficulte to analyze an PLL with other methods than simulation.</p> <p>The main problem to solve was to decrease the adjustment time and keep the dampingfactor on adjacent channel's at a specified level.</p> <p>It's possible with the written programs to see what influence disturbances and component variations have on the system.</p> <p>Two interactive programs have been written. These programs make it possible to dimension and simulate a PLL in an easy way, without knowing any Simnon commands.</p> <p>This master thesis has been done for Ericsson Radio System AB, Lund. Supervision has been given from the Company and from the Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology.</p>			
Key words			
Classification system and/or index terms (if any)			
Supplementary bibliographical information			
ISSN and key title			ISBN
Language Swedish	Number of pages 86	Recipient's notes	
Security classification			

DOKUMENTDATABLAD RT 3/81

Distribution: The report may be ordered from the Department of Automatic Control or borrowed through the University Library 2, Box 1010, S-221 03 Lund, Sweden, Telex: 33248 lubbis lund.

INNEHALLSFÖRTECKNING

0. Sammanfattning
  1. Inledning
  2. Beskrivning av syntesloopen
  3. Dimensionering
  4. Modellframtagning
  5. Simulering
  6. Interaktiva program
  7. Slutsats
  8. Litteraturreferenser
- 
- Appendix A. Antagande om OP:n
- Appendix B. Flödesschema, Dimsy
- Appendix C. Flödesschema, Defsy
- Appendix D. Simnonkod för fasdetektor (tristate)

## 1. Inledning

Att göra mätningar på frekvenssyntessystem som skall generera hundratals MHz är väldigt tidskrävande och kräver stora instrumentuppsättningar. Därför har det länge funnits ett behov att kunna ställa upp bra modeller för slingorna och göra datorsimuleringar. Problemet är att ingående komponenter arbetar med både analoga och digitala signaler, och en del komponenter är väldigt olinjära i sitt arbetssätt.

Vi har i vårt examensarbete modellerat och, med hjälp av SIMNON - ett programpaket för simulering av olinjära system, simulerat dessa olinjära slingor. Målsättningen var i första hand att simulera och dimensionera en faslåst slinga med givna specifikationer, men också att komma med egna förslag skilda från de traditionella lösningar som användes vid syntesteknik.

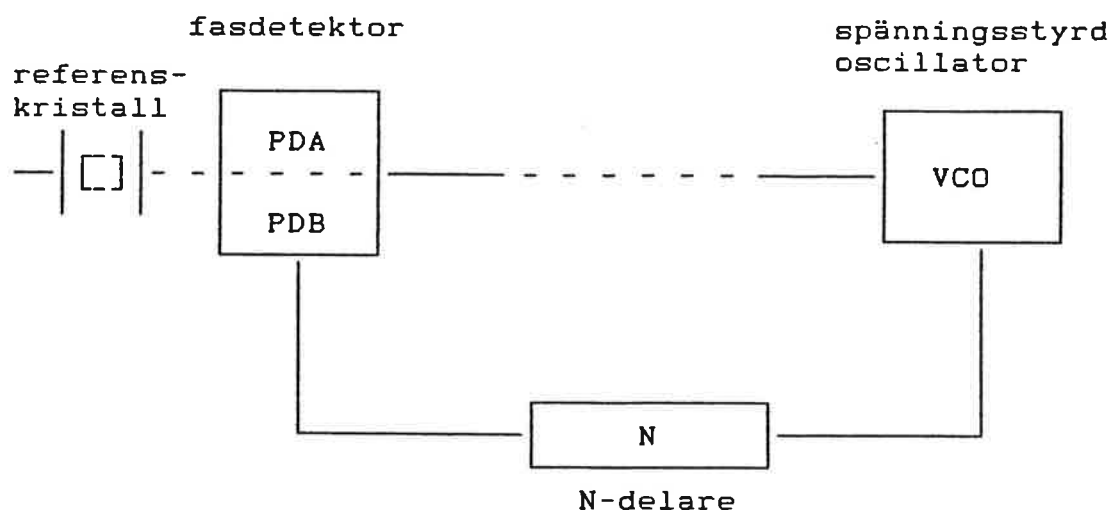


fig 1.1 specificerade kretsar vi utgått ifrån

Simuleringsprogrammen vi gjort är i första hand avsedda att lösa problemet med inställningssnabbheten för oscillatorfrekvensen, vid kanalbyte. Arbetet är uppbyggt kring vissa fördefinierade komponenter. Fördefinierade komponenter är referenskristallen, fasdetektorn, N-delaren, och den spänningsstyrda oscillatorn (VCO). Utgående härifrån dimensioneras och simuleras faslåsta slingor med ambitionen att de skall klara inställningssnabbheten, samtidigt som ett dämpningskrav mot grannkanaler skall uppfyllas.

För att göra det möjligt för en oinvigd 'simnonchaufför' att simulera våra system och att själv bygga egna med datorn, har vi skrivit två fråge-svars styrda program.

Vi kan nämna att de antal loopstrukturer och simuleringar som presenteras, är långt ifrån alla de ideer vi har haft under examensarbetets gång.

Rapporten ger i kap 2 en beskrivning av faslåsta slingor, vilken slinga examensarbetet koncentrerar sig på och specifikationerna för denna.

I kap 3 analyseras slingan med hjälp av reglerteori och en diskussion om vilket slingfilter som bör ingå presenteras. Grannkanaldämpningskravet tvingar oss att införa extra passiva filter. För att få grepp om hur snabbt system man kan tillåta sig, bestämmer vi fas- och amplitud marginal för olika bandbredder.

Framtagning av modeller behandlas i kap 4. Först tar vi upp hur vi ser på systemet som helhet, därefter beskrivs varje delkomponent för sig. Vilka förenklingar och antagande som är gjorda belyses.

I simuleringsavsnittet dimensioneras och simuleras systemet för skiftande bandbredd och fasdetektorförstärkning. Inverkan av komponentspridningen vid större tillverkningsserier, ses som en betydande faktor vid val av lämplig snabbhet.

I kap 6 presenteras de två interaktiva programmen som möjliggör för en person ej insatt i simnon att simulera faslåsta slingor. Programmen är av fråge-svars typ. Med ett av dessa väljer användaren ut en fördefinierad struktur och dimensionerar och simulerar denna. Med det andra programmet har han själv möjlighet att konstruera en struktur, och dimensionera denna.

Uppdragsgivare var Ericsson Radio Systems AB i Lund och handledning har getts dels från företaget och från Institutionen för Reglerteknik, Lund.

Handledare har varit:

Björn Wittenmark      Institutionen för Reglerteknik, Lund

Björn Friberg          Ericsson Radio Systems AB, Lund

## 2. Beskrivning av synteskretsen

## 2.1 Allmänt

En frekvenssynteskrets är en krets som bl.a. kan generera många fasta signalfrekvenser inom ett brett spektrum. I radiosammanhang kan signalerna t.ex. fungera som bärvågor för de olika frekvensbanden. Avstånden mellan närliggande frekvenser blir då lika med bandets bredd.

Vanligt är att man använder sig av PLL-teknik för att generera frekvenserna. Förkortningen PLL står för phase locked loop, dvs en faslåst slinga. Den traditionella faslåsta slingan består av en fasdetektor, ett slingfilter, en spänningsstyrd oscillator - VCO -, en frekvensdelare och en referenssignal allt ihopkopplat enligt fig. 2.1.

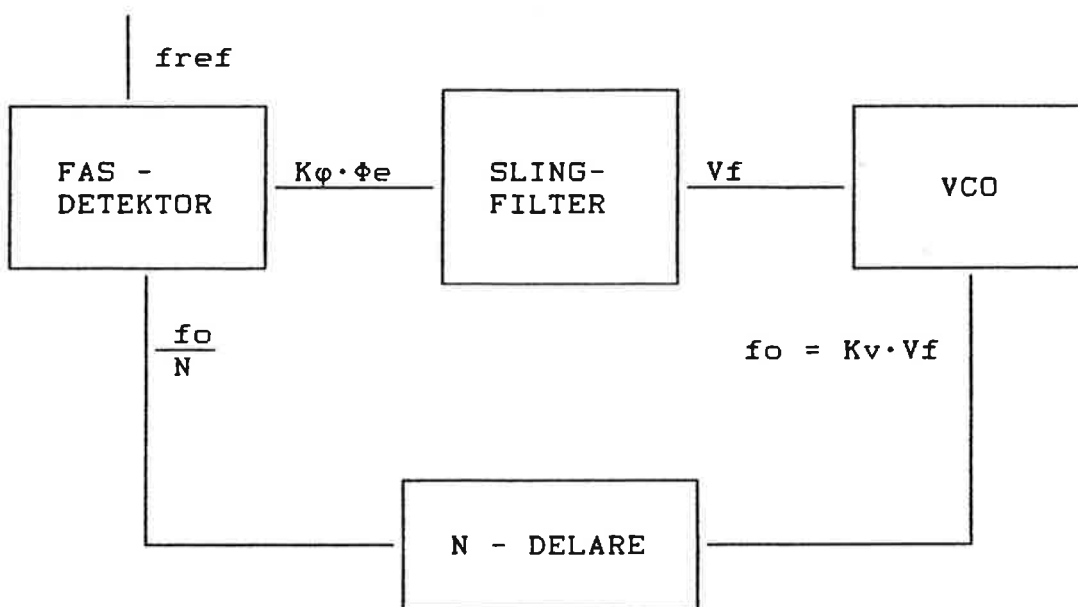


Fig. 2.1 Faslåst slinga i blockstruktur

## Slingans funktionssätt

Om frekvensdelarens delningstal ( $N$ ) ändras, utgående från stationärt läge ( $f_{ref} = f_o/N$ ), kommer frekvensen  $f_o/N$  att bli skild ifrån referensfrekvensen. Eftersom derivatan av fasan är proportionell mot frekvensen kommer fasfelet att växa eller minska beroende på hur delningstalet  $N$  ändrades. Då fasfelet  $\phi_e$  blir skilt ifrån noll kommer fasdetektorn ge ut en spänning vars storlek bestäms av uttrycket  $K_\phi \cdot \phi_e$ , där  $K_\phi$  anger fasdetektorns förstärkningsgrad. Slingfiltret, som är ett lågpasfilter, filtrerar signalen innan den når den spänningsstyrda oscillatorn (VCO). Om slingan är intelligent gjord styrs VCO:n så att dess utfrekvens  $f_o$  neddelad  $N$  gånger, d.v.s  $f_o/N$ , blir lika med  $f_{ref}$ . Känsligheten hos VCO:n anges med känslighetsfaktorn,  $K_v$ , och frekvensen hos utsignalen blir  $K_v \cdot U_{in}$ .

## 2.2 Systemet vi betraktar

I vår uppgift ingick bl.a att simulera och dimensionera en frekvenssyntesgenerator för 900 MHz bandet, där neddelningsräknaren, referenssignalen, den spänningsstyrda oscillatoren och fasdetektorn var givna.

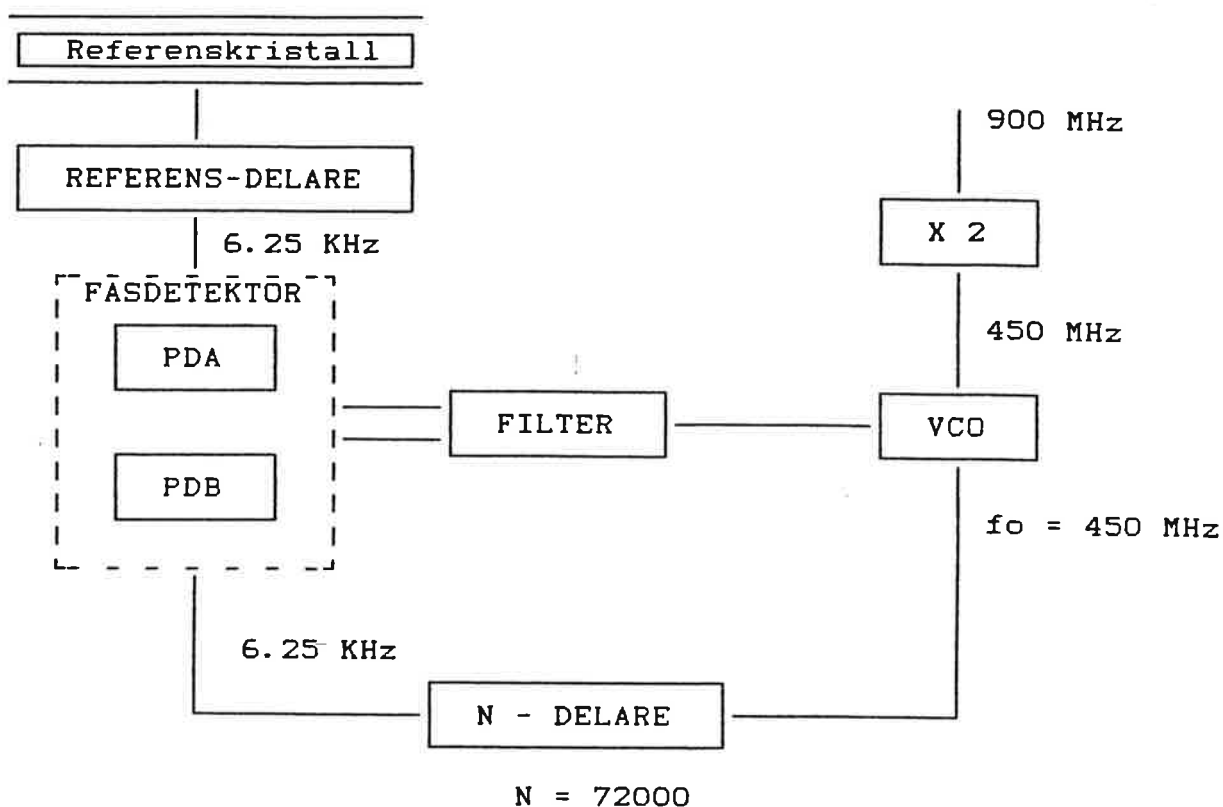


Fig. 2.2 Den faslåsta slinga vi betraktar

Referensdelaren delar ner referenskrystallens frekvens kring några MHz, till en referensfrekvens på 6.25 KHz. Fasdetektorn består av två detektorer, PDA och PDB. PDA, som är en sample & hold detektor, är känsligast av de båda och bottenar efter några få graders fasfel beroende på hur dess känslighet är inställd. När PDA bottenar blir PDB, en tristate detektor, aktiv. Tristate detektorn ger ut pulser med en varaktighet som bestäms av fasfelet. Utsignalerna från PDA och PDB skall viktas ihop och därefter filtreras innan de når den spänningsstyrda oscillatoren. VCO:n ger ut digitala pulser som delas ner i N-delarens modulodelare. Räkaren i N-delaren räknar baklänges från ett startvärde (preset-tal) ner till noll och ger därefter ut en puls till fasdetektorerna. Räkaren sätts därefter på nytt till sitt startvärde och räknas ner igen. Modulodelaren och räknaren kan betraktas som en enhet, som vi kallar N-delaren.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

## 2.3 Specifikationer

## Givna specifikationer

För 900 MHz bandet gäller följande specifikationer, givna av ERA :

Kanaldelning	12.5 KHz
Maximal kanalbytestid	15 ms
Grannkanaldämpning	70 dB ( På 25 KHz grannkanal )
Insvängningsnoggrannhet	1 KHz

Mobilradions sändare arbetar inom 890 - 915 MHz  
 Mobilradions mottagare arbetar inom 935 - 960 MHz

Eftersom frekvensen ut från VCO:n dubblas i en efterföljande frekvensdubblare skall synteskretsen endast arbeta med de halverade frekvenserna. Sändarens- och mottarens arbetsområde ligger så nära varandra och fungerar på liknande sätt vid kanalbyte, därför dimensionerar och simulerar vi bara den reglerkrets som arbetar mot den sändande enheten. För vår synteskrets gäller efter frekvenshalvering följande specifikationer :

Kanaldelning	6.25 KHz
Maximal kanalbytestid	15 ms
Grannkanaldämpning	76 dB ( På 25 KHz grannkanal )
Insvängningsnoggrannhet	0.5 KHz

Arbetsområde 445 - 457.5 MHz

Vi lägger till 6 dB på grannkanaldämpningen beroende på att störnings amplituden dubblas i frekvensomformaren. Matningsspänningen till loopen ligger på 5 Volt.

## Resonemang kring specifikationerna

Specifikationerna säger att vi skall kunna hoppa 12.5 MHz, vid maximalhopp, med vår frekvensloop. Tyvärr är det så att de flesta spänningsstyrda oscillatorer är linjära endast inom några få volt och sämre linjäritet fås för oscillatorer med större riktningskoefficient. Antag att vi behöver hoppa 12.5 MHz, som med 15 - 20 % översläng i praktiken innebär frekvensskillnader på 15 Mhz. Detta skulle kräva en VCO konstant på 7.5 MHz/V. I vår loop är det tänkt att vi skall använda en VCO med riktningskoefficient 2 MHz/V.

För att kunna förflytta sig 15 MHz i frekvens föreslår ERA att någon form av förinställning till VCO:n borde vara lämplig. Förslaget går ut på att, exempelvis, dela in VCO:n i tre intervall, genom att känna av hur mycket N - delaren har ändrat sig, med tre bitars noggrannhet ( $2^3 = 8$ ). Om VCO:n har två ingångar kan sikning på rätt intervall göras med förinställaren och rätt inställning inom intervallet svängs in med loopen.

Vårt nya krav på det återkopplade systemet blir, om vi använder förinställning, att den endast behöver svänga in maximalt c:a 250 kanaler, vilket motsvarar 1.56 MHz, på mindre än 15 ms.



Efter diskussioner med vår handledare på ERA fann vi det lämpligt att sätta maximal insvängningstid till 10 ms i simuleringen för att erhålla lite marginal, ty i verklig heten fås överhörningar och andra, även miljöberoende, störningar mellan enheter, som gör att man kan tappa några ms.

## 3. DIMENSIONERING

## 3.1 Analys av slingan

Även om man har tillgång till simuleringshjälpmedel tjänar man oerhört mycket på att göra approximativa beräkningar på slingan. Vi kommer i beräkningarna nedan att beskriva komponenterna med hjälp av linjära differentialekvationer, fastän vissa är olinjära och råkar ut för bottning. Differentialkvationerna beskrivs enkelt med Laplace transform. Fördelen med att ha ekvationerna på denna form är att det är lätt att bestämma bandbredd, stationära fel och göra stabilitetsanalys.

Till att börja med beskriver vi fasdetektorn som en linjär förstärkare och systemet i övrigt utan tidsfördröjningar. I stabilitetsanalysen kommer vi införa tidsfördröjningar orsakade av Sample & Hold detektorn och N-delaren.

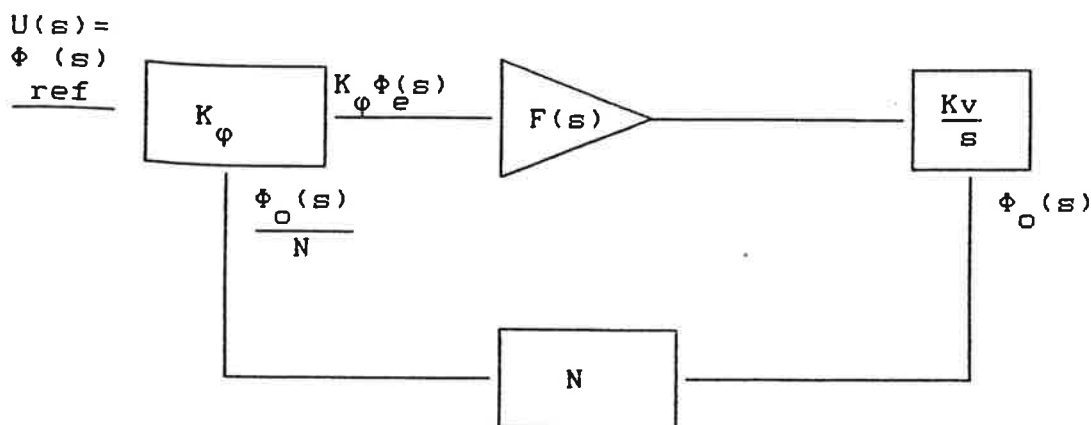


Fig. 3.1 Slingan

Överföringsfunktionen  $H(s)$  från  $\phi_{ref}$  till  $\phi_o$ , för den återkopplade slingan ges av

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

$$\text{där } G(s) = K_\phi F(s) \frac{K_v}{s}$$

$$H_1(s) = \frac{1}{N}$$

$$H(s) = \frac{K_\phi F(s) \frac{K_v}{s}}{1 + K_\phi F(s) \frac{K_v N}{s}}$$

Fasfelet  $\phi_e(t)$ , d.v.s skillnaden mellan  $\phi_{ref}$  och  $\phi_o/N$ , får laplacetransformen

$$\phi_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} U(s) = \frac{1}{1 + K_\phi \frac{F(s)K_v N}{s}} U(s)$$

$U(s)$  är insignal.

Slingan skall kunna låsa in för steg i frekvensen vilket är liktydigt med att stationära fasfelet för en fasramp skall bli lika med noll.

Insignal fasramp:  $U(s) = \frac{1}{s^2}$

$$\phi_e(s) = \frac{1}{s^2 + K_\phi F(s)K_v \frac{s}{N}}$$

Slutvärdesteoremet ger att  $\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + K_\phi F \frac{K_v}{N}}$

Vilket slingfilter krävs ?

Om vi skall få bort det stationära fasfelet måste uttrycket ovan bli lika med noll. Det innebär att loopfiltret,  $F(s)$ , måste ha en integrerande term  $1/sT_i$ . Detta ger en överföringsfunktion, för den slutna slingan, av typen

$$H(s) = \frac{K_1}{s^2 + K_2}$$

d.v.s polerna på imaginära axeln därmed ingen dämpning i systemet. Därför införs ett extra nollställe i filtret så att det får utseendet

$$F(s) = \frac{1 + sT_2}{sT_1}$$

Ett filter med ovanstående överföringsfunktion kan ha följande utseende

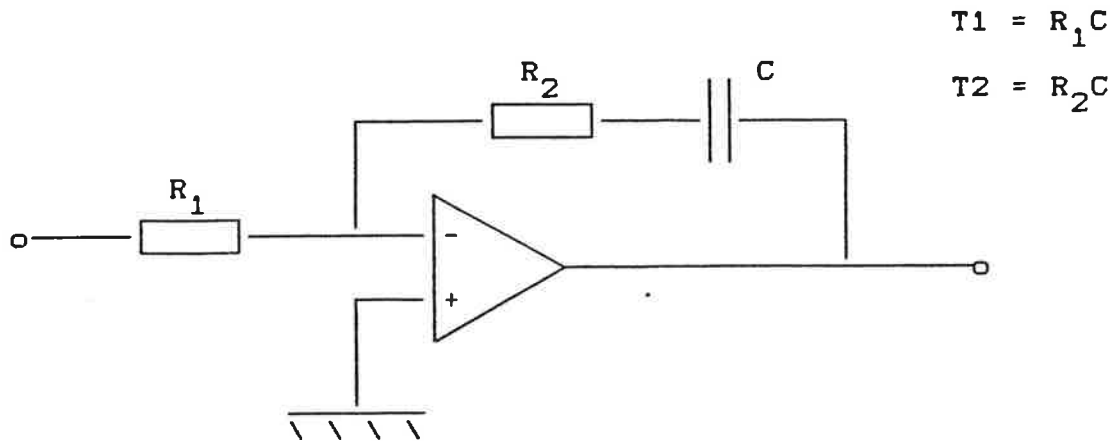


Fig. 3.2 Slingfilter

detta ger för det slutna systemet

$$H(s) = \frac{NK\phi K_v}{T1} \frac{1 + sT2}{s^2 + \frac{K\phi K_v T2}{NT1} s + \frac{K\phi k_v}{NT1}}$$

Den karakteristiska ekvationen för slingan är lika med nämnaruttrycket ovan. Om man jämför denna med en karakteristisk ekv. skriven på normalform får man

$$( \text{Normalform C.E} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 )$$

$$\text{Naturliga vinkelfrekvensen: } \omega_n = \sqrt{\frac{K\phi K_v}{NT1}}$$

$$\text{Dämpningen: } \zeta = \frac{K\phi K_v T2}{2\omega_n NT1}$$

Tidskonstanterna i slingfiltret blir då lika med :

$$T1 = \frac{K\phi K_v}{\omega_n^2 N} \qquad T2 = \frac{2\zeta}{\omega_n}$$

Storleksordning på  $\omega_n$ .

En uppfattning om storleksordningen på  $\omega_n$  kan fås genom att studera stegsvarsfunktionen för system med två poler och ett nollställe.

Inversa Laplacetransformen ger:

$$\text{stegsvar: } c(t) = 1 - C_1 e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \phi_1) \quad \begin{array}{l} C_1 = \text{konst} \\ \phi_1 = \text{konst} \end{array}$$

En insvängningsnoggrannhet på 500 Hz vid maximalhopp på 1.57 MHz ger en relativ noggrannhet på

$$\frac{500}{1.57 \cdot 10^6} = 318 \cdot 10^{-6}$$

Om hänsyn bara tages till hur  $e^{-\zeta \omega_n t}$  avtar, bestäms  $\omega_n$  av

$$\omega_n = - \frac{\ln 318 \cdot 10^{-6}}{\zeta t}$$

Diagram över stegsvar för andra ordningens system (inga tidsfördröjningar), med ett nollställe 1/T2 enligt ovan, visar att  $\zeta = 0.8$  ger en översläng  $< 20\%$ .

välj  $\zeta = 0.8$

$t = 10 \text{ ms}$  ger  $\omega_n \approx 1000 \text{ rad/s}$   $f_n \approx 160 \text{ Hz}$

d.v.s ett  $f_n$  i storleksordningen några hundratal Hz i systemet kommer att behövas för att klara av insvängningskraven.

### 3.2 Hur inverkar grannkanaldämpningskravet ?

Grannkanaldämpningskravet på 76 dB kommer att medföra extra passiva filter efter loopfiltret. Räkningar gjorda på ERA ger att störningar på 25 KHz från sample & hold detektorn skall dämpas 46 dB innan de når VCO:n.

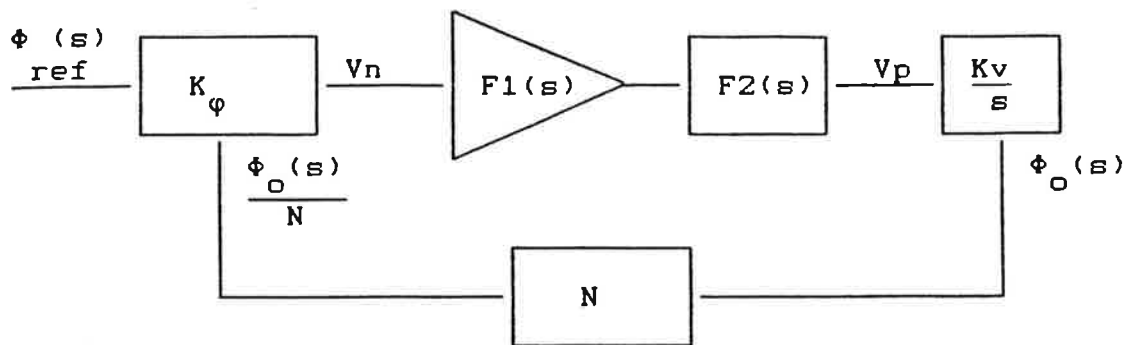


Fig. 3.3 Slingan

I låst läge är det bara Sample & Hold detektorn inkopplad. Hur ser bruset  $V_n$  (se fig) ut i punkten  $V_p$  ?

Överföringsfunktionen  $V(s) = \frac{V_p}{V_n}$ , får utseendet

$$V(s) = \frac{F_1(s)F_2(s)}{1 + \frac{K_v K_\psi}{Ns} F_1(s)F_2(s)} = \frac{s(1 + sT_2)}{s^2 T_1 F_2(s) + K(1 + sT_2)}$$

För höga frekvenser ( i vårt fall är  $\omega = 25000 \cdot 2\pi$  ) får vi

$$V(s) = \frac{T_2}{T_1} \frac{1}{F_2(s)}$$

Dessutom kan påpekas att hållkretsen i S & H detektorn har noll AC-förstärkning vid samplingsfrekvensen och för frekvenser som är multiplar av denna (harmoniska frekvenser).

### 3.3 Val av filter

Vi skall välja ett lågpasfilter som dämpar 41.2 dB vid 25 KHz, men inte ger alltför stor fasförsämring vid skärfrekvensen, som antas ligga kring 400 Hz.

## RC-filter

RC-filter är mycket linjära i fas över hela passbandet men har en dålig passbandsflathet vad det gäller amplitudfunktionen. Fördelen med RC-länkar är lättheten i realiseringen och att de är enkla att räkna på.

Väljer vi ett andra ordningens filter kan det få utseendet:

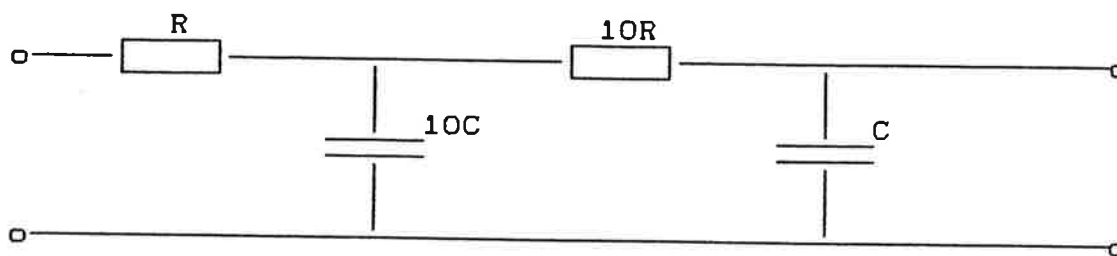


Fig. 3.4 RC-filter av andra ordningen

$$F(s) = \frac{1}{(10RC)^2 s^2 + 21RCs + 1} \approx \frac{1}{(10RCs + 1)^2} \approx$$

$$\text{(för höga frekveser)} \approx \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_g}\right)^2}, \quad \text{där } \omega_g = \frac{1}{10RC}$$

$$-41.2 \text{ dB} = 8.71 \cdot 10^{-3} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{1}{\left(\frac{25000}{f_g}\right)^2} = 8.71 \cdot 10^{-3} \quad \Rightarrow f_g = 2.33 \text{ KHz}$$

$$\text{fasmarginalen sänks med : } 2 \arctan \frac{400}{2330} = 19.5^\circ$$

Väljs istället ett tredje ordningens RC-filter fås en mindre fasmarginalsminskning:

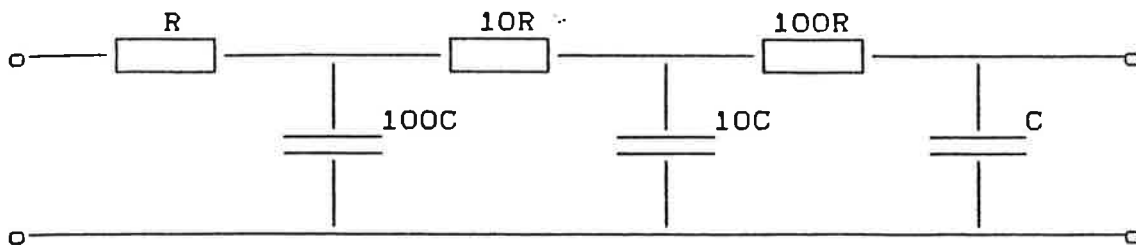


Fig. 3.5 Ex. på utseende av ett tredje ordningens RC-filter

$$F(s) = \frac{1}{(100RC)^3 s^3 + 3.2(100RC)^2 s^2 + 3.21 \cdot 100RCs + 1} \approx$$

$$\approx \frac{1}{(100RCs + 1)^3} \approx \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_g}\right)^3} \quad (\text{för höga frekvenser})$$

$$f_g = 5.14 \text{ KHz} \quad , \quad f_c = 400 \text{ Hz}$$

$$\Delta\varphi_m = -3 \arctan \frac{400}{5140} = -13.35^\circ$$

Man kan visa att en minsta fasmarginalsminskning, för antagen skärfrekvens  $\approx 400 \text{ Hz}$  och om man använder RC-länkar, fås för ordningstalet = 5, då är  $\Delta\varphi_m = -11.8^\circ$ , men också tre efter varandra följande RC-länkar (tredje ordningens filter) ger godkänt liten fASFörsämring.

### Butterworthfilter

Butterworthfilter har ett maximalt flat passband och en måttlig icke linjär fASgång i passbandet. De har en utmärkt likformig stoppbandsdämpning och framställs enkelt med små och billiga komponenter i antingen aktiv eller passiv form.

Ett Butterworthfilter av andra ordningen har överföringsfunktionen

$$F_2(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_g}\right)^2 + \sqrt{2} \frac{s}{\omega_g} + 1} \quad , \quad \omega_g = 2\pi f_g$$

och ger för 42 dB dämpning vid 25 KHz en fasmarginalsörsämring på 13.6°.



Ett Butterworthfilter av tredje ordningen har överföringsfunktionen

$$F_3(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_g}\right)^3 + 2\left(\frac{s}{\omega_g}\right)^2 + 2\frac{s}{\omega_g} + 1}$$

och får för samma krav som ovan ett  $\Delta\varphi_m = -8.8^\circ$ .

Ett Butterworthfilter försämrar fasen mindre än RC-länkarna. I en fasmarginalskritisk dimensionering är man kanske tvungen att välja lågpasfilter med en skarpare lutning vid brytfrekvensen, och därmed planare fasgång i passbandet än vad RC-filtret åstadkommer.

Nackdelen med passiva Butterworth filter är att de kräver utnyttjandet av spolar, vilket är olämpligt i vissa konstruktioner. Vi kommer i våra simuleringar i huvudsak att använda oss av RC-länkar.

### 3.4 Tidsfördröjningar i sample & hold detektorn

Sample & hold detektorn samplar tidsavståndet mellan pulser från N-delaren och referensfrekvensen, med en samplingsfrekvens som är lika med referensfrekvensen,  $f_{ref}$ . Utsignalen från detektorn, som är proportionell mot tidsavståndet (fasfelet), hålls mellan samplings tidpunkterna på ett konstant värde.

Samplingen och den efterföljande styckvis konstanta utsignalen kommer att ge upphov till en tidsfördröjning i detektorn.

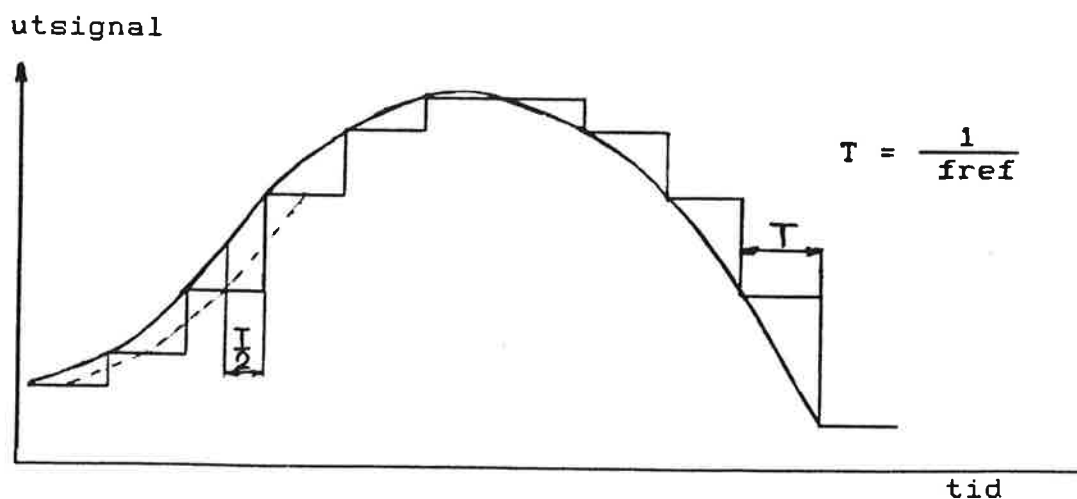


Fig. 3.6 Sampling med efterföljande hållkrets

Figuren visar skillnaden mellan en tänkt analog komparator och den samplade. Dras en streck genom tidsmittpunkterna på de styckvis konstanta utsignalerna får man en uppskattning av hur stor tidsfördröjning detektorn orsakar.

Hållkretsens frekvensfunktion är

$$\frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T e^{-j\omega T/2} \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)}$$

dvs tidsfördröjningen kan approximeras till  $T/2$  och fasfördröjningen är  $2\pi f T/2$  [rad]

N-delaren kan också ses som ett samplat system, men eftersom dess utpulser samplas momentant av detektorn kommer den inte att ge någon extra tidsfördröjning.

Vi kommer i våra stabilitetsanalyser anta att sample & hold detektorn består av en förstärkning multiplicerat med en tidsfördröjning tiden  $T/2$ .

$$S \ \& \ H \Rightarrow K_{\varphi} e^{-sT/2}$$

Därmed analyseras N-delaren endast som en konstant,  $1/N$ .

### 3.5 Bestämning av fas - och amplitud marginal

Analys utan hänsyn till tidsfördröjningar och dämpningsfilter.

Det öppna systemet har överföringsfunktionen

$$G_O = \frac{(1 + sT_2)K_v K_{\varphi}}{s^2 T_1 N} = \omega_n^2 \frac{1 + s \frac{2\zeta}{\omega_n}}{s^2}$$

skärfrekvensen  $f_c$ :

$$f_c^2 = \frac{(2\zeta f_n)^2}{2} + \sqrt{\frac{(2\zeta f_n)^2}{2} + f_n^4} \Rightarrow$$

fasmarginal  $\varphi_m$

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

$$\varphi_m = 180^\circ - 180^\circ + \arctan 2\zeta \frac{f_c}{f_n}$$

Förstärkningsmarginalen,  $A_m$ , är oändlig ty fasen går aldrig ner till  $-180^\circ$

Ex. Väljes  $f_n = 200$  Hz fås

$$f_c = 340 \text{ Hz}$$

$$\varphi_m = 70^\circ$$

$$A_m = \infty$$

Analys med hänsyn till tidsfördröjningar och dämpningsfilter.

Eftersom systemet innehåller samplade kretsar och ytterligare filter kommer fasmarginalen att försämrats.

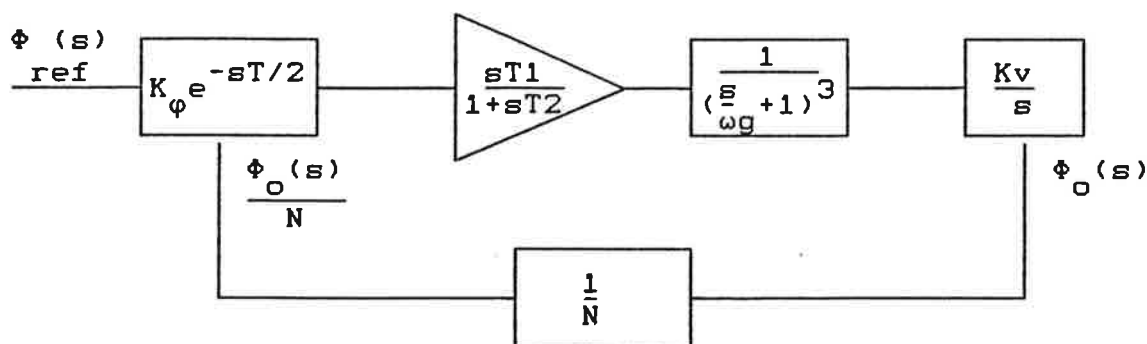


Fig. 3.7 Syntesslingan

I figuren antas att ett tredje ordningens RC-filter väljes och att Sample & Hold detektorn ger en fördröjning på en halv referensperiod.

$$G_O = \frac{(1 + sT2)KvK\varphi}{s^2 T1N (\frac{s}{\omega_g} + 1)^3} e^{-sT/2} = \omega_n^2 \frac{(1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_n})}{s^2 (\frac{s}{\omega_g} + 1)^3} e^{-sT/2}$$

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

$$\varphi_m = \arctan 2\zeta \frac{f_c}{f_n} - 180 \frac{f_c}{f_{ref}} - 3 \arctan \frac{f_c}{f_g}$$

Amplitudmarginal  $A_m$

$$A_m = \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \frac{(\omega_g^2 + \omega^2)^{3/2}}{\omega_g^3 \sqrt{(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n})^2 + 1}}$$

$\omega$  är lika med den vinkel-  
frekvens där  $\varphi = 0$

Ex. Brytfrekvens för det trepoliga filtret:  $f_g = 5.14$  KHz dämpning:  $\zeta = 0.8$

ger för systemet :

$f_n$ [Hz]	$f_c$ [Hz]	$\varphi_m$ [grad]	$A_m$
150	256	54.0	6.48
200	341	48.6	4.77
250	426	43.3	3.73
300	511	38.1	3.03
400	682	27.6	2.16

Av kostnadsskäl kan man inte ha alltför hög komponentnoggrannhet vid stora tillverkningsserier. I sådana fall måste man ta hänsyn till komponentspridningen, vid dimensioneringen i loopen.

Ibland kan komponentspridningen ändra open-loop förstärkningen så mycket som 30 %. Har vi denna spridning i vår slinga, ser vi att naturliga frekvensen absolut inte kan väljas så hög som 400 Hz, ty amplitudmarginalen kan gå ner till c:a 1.5, vilket är för litet. Å andra sidan kan inte bandbredden väljas alltför låg för att klara insvängningstiden.

I exemplet kan  $f_n = 200 - 300$  anses som lämpligt.

## 3.6 Dimensionering av filter till tristate detektorn

När fasfelet överstiger fasfönstret storlek  $(-\varphi_0, \varphi_0)$  åt något håll bottenar S & H detektorn. I samma ögonblick blir tristate detektorn aktiv.

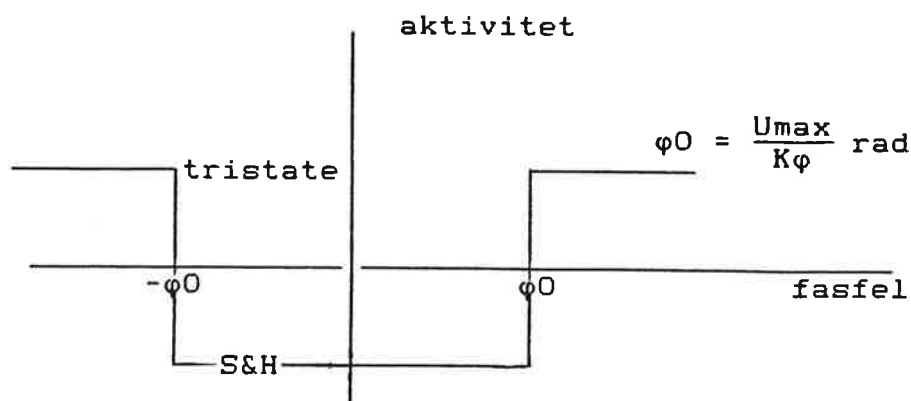


Fig. 3.8 Detektor-aktivitet

Pulsbredden kommer att öka från noll och uppåt proportionellt mot fasfelet  $\varphi_e$ .

$$\text{pulsbredd } t_p = \frac{|\varphi_e - \varphi_0|}{2\pi} 160 \text{ [ } \mu\text{s ]} \quad , \text{ fasfel i radianer}$$

Signalerna från de båda detektorerna summeras och viktas ihop på ingången till loopfiltret. Om förstärkningen skall vara lika stor i de båda grenarna måste slingfiltret styra ut vco:n lika mycket för en fassöknings oavsett vilken detektor som är aktiv. Avgörande för utstyrningen, är hur mycket total ström som når filtret under tidsreferensintervallet  $T$ . Ty kondensatorspänningen i filtret ökas med

$$V_C = \int \frac{dV_C}{dt} dt = \int \frac{I}{C} dt$$

och motståndet  $R_2$  styr i varje tidsögonblick ut med

$$U_{R_2} = I \cdot R_2$$

$$\text{total ström} = \int_t^{t+T} I dt = Q \quad , \quad Q = \text{summa laddning}$$

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

dvs om ändringen av summa laddning in i filtret under en referenscykel vid fasfelsökningar är lika stor för de båda detektorerna erhålles samma förstärkning.

S & H detektorn ger ut en signal som är styckvis konstant. Laddningsökningen från denna blir då :

$$\Delta Q = \frac{\Delta U}{R_{1a}} T = \frac{K_a \Delta \varphi e}{R_{1a}} T$$

Tristate detektorn ger ut pulser med varaktighet  $t_p$ . Laddningsökningen från denna blir då:

$$\Delta Q = \frac{\Delta t_p}{R_{1b}} U_{\max} = \frac{\Delta \varphi e U_{\max}}{2\pi R_{1b}} T \quad (\text{"ökning av strömytan"})$$

För samma förstärkning erhålles förhållandet mellan ingångsmotstånden;

$$\frac{R_{1a}}{R_{1b}} = \frac{2\pi K_a}{U_{\max}}$$

I vår tillämpning sätts  $K_a \approx 20 - 160$ ,  $U_{\max} = 2.5$  Volt.

Förhållandet mellan motstånden blir då

$$\frac{R_{1a}}{R_{1b}} \approx 50 - 400 \text{ ggr}$$

Om sedan  $R_{1a}$  endast är 2 - 4 ggr större än  $R_2$  måste slingfiltret förstärka tristate pulserna över 10 ggr för att viktningen skall stämma. Detta får till följd att filtret bottnar och förstärkningen avtar.

Hur kan bottningen av slingfiltret undvikas ?

En möjlighet att undvika överstyrning av slingfiltret kan vara att filtrera pulserna från tristate detektorn. Vår tanke med filtreringen är att varje puls, under sin korta varaktighet, integreras upp i en kondensator. Under resten av en referenstidsperioden laddas kondensatorn ut så att dess spänning hinner (nästan) gå ner till noll innan nästa puls kommer. Pulserna kommer härigenom inte att komma fram till filtret som en snabb spik, utan tristate detektorn kan påverka filtret under hela samplingsintervallet. På så sätt kan ingångsmotståndet  $R_{1b}$  minskas och därmed förstärkningen i filtret.

Ett enkelt filter som åstadkommer detta kan se ut som i Fig. 3.9.

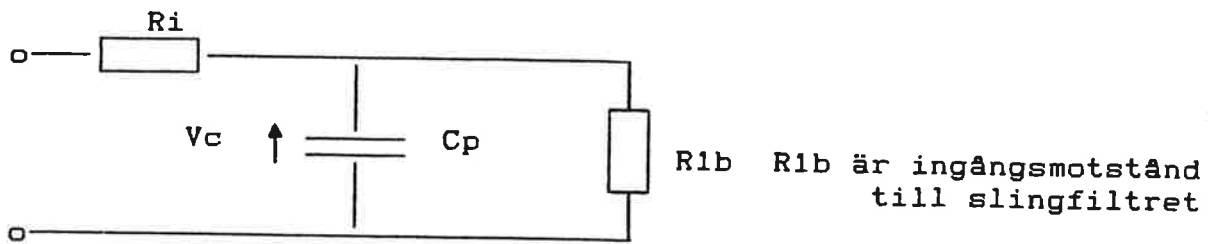


Fig. 3.9 Urladdande integrator-filter

### Dimensionering

Vi betraktar filtret i fig 3.9, som tar emot pulserna från tri-state detektorn. Uppladdning av kondensatorn sker under pulsernas varaktighet. Mellan varje puls är detektorns utgång högimpediv.

Antag att  $R_{1b} \ll R_i$

Uppladdning  $V_c = U_{\max}(1 - e^{-t/R_i C_p})$   $0 < t < t_p$

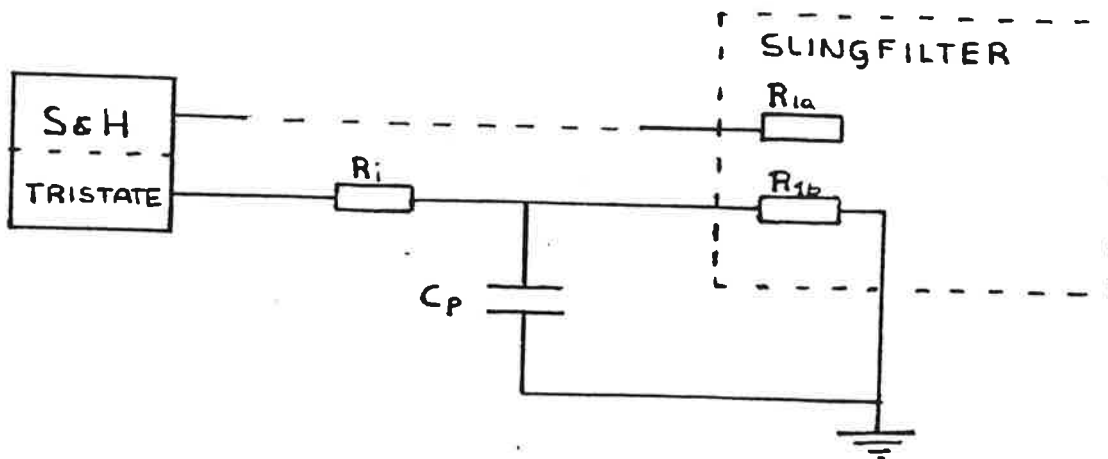


Fig 3.10 Integratorfiltrets placering

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

Uppladdningen är linjär ungefär upp till 25% av toppvärdet, dvs

$$V_c(t_p) \approx \frac{t_p}{R_i C_p} U_{\max} \quad \text{för } t_p < R_i C_p \ln\left(\frac{1}{0.75}\right) = t_{p_{\text{linjär}}}$$

$$\Rightarrow R_i C_p \approx 3.48 \cdot t_{p_{\text{linjär}}}$$

Låt uppladdningen vara linjär till en lämplig fasfelsgräns,  $\varphi_{eg}$ .

$$\varphi_{eg} = \frac{t_{p_{\text{linjär}}}}{T} 360 \text{ [grader]} \quad T = \text{referenstidsperioden}$$

För fasfel  $< \varphi_{eg}$  kommer förstärkningen i tristate-slingan att vara linjär. För fasfel  $> \varphi_{eg}$  kommer förstärkningen att avta som en exponentialfunktion.

Vid linjär uppladdning får kondensatorn laddningen

$$Q = V_c \cdot C_p = \frac{t_p}{R_i} U_{\max}$$

$$\text{Urladdning} \quad V_c = U_{\max} (1 - e^{-t_p/R_i C_p}) e^{-t/R_{1b} C_p} \quad t_p < t < T$$

Eftersom  $R_{1b}$  är mycket större än  $R_i$  kommer urladdningen att ske i långsammare takt. Dock skall  $C$  vara urladdad (nästan) till nästa puls kommer.

Ladda ur  $C_p$  till 90 % innan nästa puls kommer

$$\text{sätt} \quad \frac{T}{R_{1b} C_p} = 2$$

Om ungefär samma förstärkning vill erhållas i de bägge slingorna (då uppladdningen är linjär) gäller



## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

$$\frac{R_{1a}}{R_i} = \frac{2\pi K_a}{U_{\max}} \quad \Rightarrow \quad R_i = \frac{K_v U_{\max}}{(2\pi)^4 f_n^2 C}$$

(C i loopfilter)

Ex på dimensionering av integratorfiltret:

$$f_n = 200 \text{ Hz} \quad K_\phi = 80 \quad R_{1a} = 5.6 \text{ M}\Omega$$

$$U_{\max} = 2.5 \text{ V} \quad T = 160 \text{ }\mu\text{s}$$

$$R_i = \frac{U_{\max} R_{1a}}{2\pi K_\phi} \approx 28 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Sätt } \phi_{eg} = 6.75^\circ \quad \Rightarrow \quad t_{p\text{linjär}} = 3 \text{ }\mu\text{s}$$

$$C_p = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{28 \cdot 10^3} \cdot 3.48 = 0.37 \text{ nF}$$

$$R_{1b} = \frac{T}{2C_p} = 216 \text{ K}\Omega$$

## 4. MODELLFRAMTAGNING

### 4.1 Inledning

En modell kan sägas vara en förenklad bild av verkligheten. Vi beskriver verkligheten för att kunna förstå den genom att använda oss av kända termer. En modell blir naturligtvis endast delvis korrekt, ty vissa delar blir man tvungen att förenkla och andra skalar man kanske bort.

De modeller som vi har tagit fram, är alla beskrivna så att ingående variabler och parametrar representerar fysikaliska storheter. På det sättet är det möjligt att studera hur strömmar och spänningar beror av komponentvärdena. Alla framtagna modeller är testade mot testprogram. Med dessa program genererar vi olika insignaler till modellen, varefter vi analyserar utsignalen. Resultaten har verifierats med hjälp av teori och då det har varit möjligt, validerats genom praktiska mätningar.

### 4.2 Systemet

Systemets delkomponenter är beskrivna i olika block. Kommunikation mellan blocken sker genom in- och utsignaler. En utsignal från ett block blir insignal till nästa block osv. Eftersom systemets komponenter är åtskilda i block, känner de endast av varandras beteende i vissa punkter. nämligen från de punkter som ger utsignaler, dvs ett block som endast tar emot signaler från ett annat block, och inte ger ut några, kan inte påverka det sistnämnda. Man kan tänka sig att där ligger en buffert mellan blocken. Därför är det viktigt med sådana saker som impedansanpassning mellan dessa. En impedansanpassning görs genom att extra komponenter lägges till vid in- och utgångarna av blocken beroende på hur de kopplas ihop.

Programpaketet som används ger möjlighet att simulera olinjära kontinuerliga förlopp. Emellertid sker i datorn allting i ett diskret tidsspektrum, därför kan noggrannheten för de kontinuerliga delsystemen sättas med en steglängdsvariabel.

I vårt system ger den spänningsstyrda oscillatorn ut en signal med en frekvens på 450 MHz, vilket motsvarar en periodtid på 2 ns. De insvängningsförlopp vi studerar med programmet motsvarar 10 - 15 ms i verkligheten. Om man skall generera en digital signal med den ovan angivna korta periodtiden under ett helt insvängningsförlopp, krävs väldigt små steglängdsintervall. För en grads noggrannhet krävs steglängder på 50 ps. Detta innebär i storleksordningen hundratals miljarder simuleringssteg för ett insvängningsförlopp. Eftersom övriga signaler är mycket långsammare, var vår målsättning redan från början att endast generera storleken på oscillatorfrekvensen istället för att generera signalen så som den ser ut på ett oscilloskop.

## Differentiering

Enligt specifikationen skall VCO:n ställa in sig med noggrannheten  $\pm 0.5$  KHz, vilket motsvarar  $\approx 1$  ppm av 450 MHz. Eftersom programmet endast jobbar med enkel precision (arbetar endast med 6-7 siffror) och vi behöver precision i sjätte siffran, var vi tvungna att kringgå detta problem på något sätt. Vi lät utfrekvensen från VCO:n endast bestå av avvikelsen från en viss basfrekvens. Denna avvikelsefrekvens tillsammans med det antal kanaler som skall hoppas, är insignal till N-delaren.

I N-delaren används dessa insignaler till att räkna ut hur mycket den neddelade frekvensen skiljer sig från referensfrekvensen. Eftersom både N-talet och oscillatorfrekvensen ändrar sig, tillgriper vi differentiering för att lösa ut  $f_0/N$  som enskild term. Derivator av första ordningen visar sig ge tillräckligt god noggrannhet. Nedan följer en kort härledning.

$f_0$  : oscillatorns utfrekvens

$f_{bas}$  : oscillatorns basfrekvens

$df$  : oscillatorns avvikelsefrekvens

$f_N$  : N-delarens utfrekvens

$N_{bas}$  : N-delarens basfrekvens

$N$  : N-delarens delningstal

$dN$  : antal kanaler N-delaren ändras

$$\begin{aligned}
 f_N &= \frac{f_0}{N} = \frac{f_{bas} + df}{N_{bas} + dN} = \frac{f_{bas} (1 + df/f_{bas})}{N_{bas} (1 + dN/N_{bas})} = \\
 &= \text{(differentiering)} = \frac{f_{bas}}{N_{bas}} \left[ 1 + \frac{df}{f_{bas}} - \frac{dN}{N_{bas}} \right] = \\
 &= \frac{f_{bas}}{N_{bas}} + \frac{N_{bas} * df - f_{bas} * dN}{N_{bas}^2} = \text{konst.} + \Delta f
 \end{aligned}$$

Termen  $\Delta f$  anger skillnaden mellan frekvensen efter N-delaren, och referensfrekvensen. Tidsintegralen av denna skillnadsfrekvens multiplicerat med en konstant, anger fasglidningen mellan den neddelade oscillatorfasen och referensfasen. D.v.s.

$$\varphi_e = C_1 \int f_{\text{ref}} - \frac{f_0}{N} dt = C_1 \int \Delta f dt = \varphi_{\text{ref}} - \frac{\varphi_0}{N}$$

Slingans matningsspänning är 0 - 5 volt. Fasdetektorernas vilospänning kommer därför att ligga på 2.5 volt. I våra modeller har vi lagt denna mittspänning på 0 volt istället, detta för att erhålla tankegången att positivt fasfel ger positiv utspänning och negativt fasfel ger negativ utspänning. Matningsspänningen till de olika komponenterna simuleras alltså som  $\pm 2.5$  volt.

#### 4.3 Fasdetektorn

Fasdetektorn som ingår i systemet vi simulerar innehåller en digital fas/frekvens (tristate) detektor och en sample & hold detektor. Detektorernas signaler adderas (dessförinnan ev. filtreras) och viktas ihop på ingången till slingfiltret. Vilken detektor som för tillfället är aktiv bestäms för varje sampel av fasfelets storlek.

##### Tristate detektorn

Fas/frekvens detektorn driver en tristate utgång, som kan ge ut två olika spänningsnivåer, +5 volt och 0 volt (i vår modell  $\pm 2.5$  volt), och ett högimpedivt tillstånd. Utgången är högimpedivt ända tills fasfelet blir större än vad sample & hold detektorns fönster täcker. Då detta inträffar kommer en spänningspuls från utgången på 0 eller 5 volt, beroende på fasfelets tecken, med en varaktighet som är proportionell mot  $\text{abs}(\text{fasfelet} - \text{fönstrets storlek})$ .

Det digitala nätverket som används i tristate detektorn till vår loop, är säkert känt endast av tillverkaren. Därför valde vi att modellera en tidigare känd detektor med liknande egenskaper. En s.k quad-D circuit.

##### Hur modellerades Quad-D detektorn?

Input f1 är referenspulserna som kommer med konstant avstånd, input f2 är pulserna från N-delaren vars avstånd varierar. Vi modellerade kretsen som ett tidsdiskret system med variabel sampling. Att beskriva detektorn som två samplade system, ett med sampelfrekvens f1 och ett med f2 ser kanske snyggare ut, men man får problem med resetsignalen som skall nollställa vipporna synkront. I vår modell får detektorn information från N-delaren hur stor tidsperioden mellan pulserna är, varje vippa beskrivs som ett tillstånd och en flaggvariabel håller reda på vem som samplar. I appendix D finns simmonkoden för detektorn.

A-vipporna blir höga bara om pulserna kommer dubbelt så fort på den ena ingången jämfört med andra. Eftersom frekvensförhållandet mellan största och minsta frekvens till detektorn hela tiden är mycket mindre än två fann vi det onödigt att modellera flera tillståndsvippor i denna.

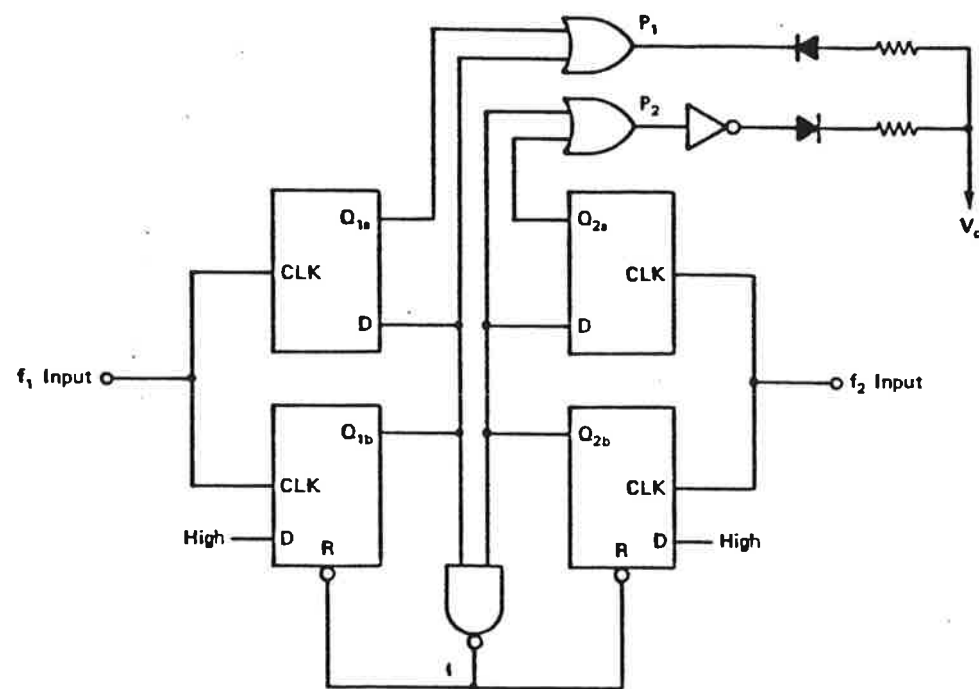


Fig 4.1 Quad-D detektor

## Förenkling av tristate detektorn

Den förenklade tristate detektorn bygger på att vi samplar in pulser från N-delaren, där pulsernas fasfel bestäms av skillnadsfrekvensen mellan referensfrekvensen och den neddelade oscillatorfrekvensen. Beroende på tecken och storlek på fasfelet, bestäms utpulsens utseende. Ger skillnadsfrekvensen upphov till ett fasfel som är mindre än halva fasfönstrets bredd kommer ingen utpuls. För att inte erhålla för små pulsbredder, så små att inte programmet kan detektera dem, satte vi minsta pulsbredd till 10% av halva fasfönstrets bredd. Vi antar att om vi missar någon av dessa pulser, på i storleksordningen  $0.1\mu\text{s}$ , inte har någon betydelse för simuleringens noggrannhet. Figur 4.2 visar flödesschemat för den förenklade detektorn.

## Sample &amp; hold detektorn

Sample & hold detektorn, som alltså är den känsligare av de båda finjusterar fasfelet och håller slingan i låsning. En i detektorn internt genererad ramp, styrd av de digitala signalerna från referens- och huvuddelaren, är samplad med referensfrekvensen. När fasfelet är obefinligt kommer utsignalen från denna detektor att vara 2.5 volt (i vår modell 0 volt). En liten avvikelse i

fasen kommer att resultera i en ändring av denna spänning, där ändringen är proportionell mot avvikelsen. Förhållandet mellan fasfelet och denna offset spänning kallas fasdetektorns förstärkning. Storleken på denna förstärkning är programmerbar med ett yttre motstånd, och eftersom detektorn bara har ett spänningssving på  $\pm 2.5$  volt får man olika arbetsfönster för detektorn.

EX Om förstärkningen sätts till 40 volt/rad kommer detektorn att böttna för ett fasfel som är  $2.5/40$  rad = 0.0625 rad, vilket motsvarar 3.58 grader. Fasfönstret omfattar då  $\pm 3.58$  grader. Sätts förstärkningen till 80 volt/rad kommer detektorn att böttna vid 1.79 grader o.s.v. Det ögonblick som sample & hold detektorn böttnar kommer fas/frekvens detektorn att bli aktiv.

Sample Hold detektorn är realiserad som ett diskret system med sampelfrekvensen  $f_{ref}$ . Insignal är, liksom till tristate detektorn, fasfelet mellan  $f_{ref}$  och den neddelade oscillatorfrekvensen.

Vi antar att den är linjär i sitt arbetsområde och får då överföringskarakteristiken som visas i fig. 4.3.

Detektorn ger upphov till brus som modulerar oscillator frekvensen. För att kunna studera detta beteende finns det möjlighet addera en brussignal på detektorns utgång av valfri storlek och frekvens.

För väldigt snabba samplingsfrekvenser sker inte spänningsändringen på utgången momentant. Det tar en viss tid att ladda upp och ladda ur hållkondensatorn inuti komparatorn.

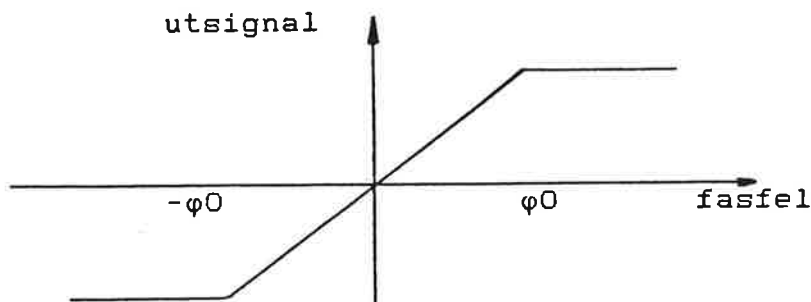


Fig. 4.3 Modellerad karakteristik för S & H

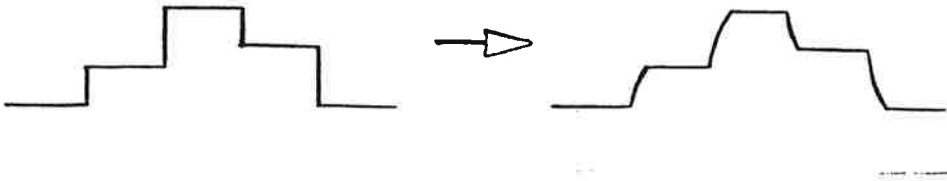


Fig 4.4 Icke oändlig stigtid i S & H

Vi har efterliknat detta fenomen genom att placera en RC-länk i serie med den ideala detektorn.

#### 4.4 Slingfilter

I alla våra modeller använder vi samma slingfilter, ett aktivt, proportionellt och integrerande filter. En op-förstärkare kan beskrivas av en modell som överensstämmer mycket bra med verkligheten. Modellen presenteras i fig. 4.5 nedan. Vid försök att modellera filtret med denna modell av op-förstärkaren, visade det sig att systemet självsvängde p.g.a. numerisk onoggrannhet. Simnon har endast sex siffrors noggrannhet och detta medförde att vi förlorade signifikanta siffror, eftersom op:n har en så stor förstärkning. Lyckligtvis är op:n's tillstånd mycket snabbare än det tillstånd som erhålles då op:n används i det integrerande filtret. Detta innebär att vi kan bortse från op:n's tillstånd och filtret kommer endast att beskrivas av ett tillstånd.

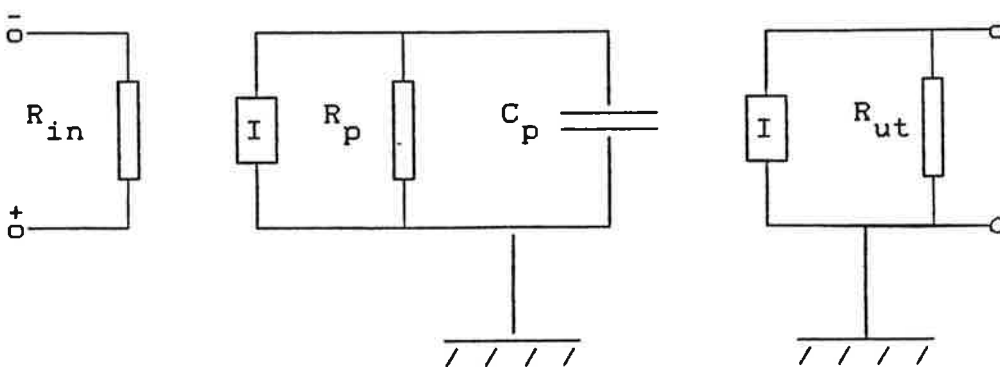


Fig. 4.5 Modell av OP-förstärkare.

I fig. 4.6 nedan presenteras slingfiltret. Vid bottning av förstärkaren kommer spänningen på ingången att höjas, så att spänningen över  $R_2$  och  $C$  inte kommer att överstiga matningsspänningen. Detta är detsamma som att begränsa kondensatorströmmen och utspänningen, vilket vi har gjort i modellen. Vi antar att op-förstärkaren har oändlig förstärkning och alla ingående komponenter är ideala. I appendix 2 visas att här gjorda för-  
enklingar inte kommer att medföra några nämnvärda fel i modellen.

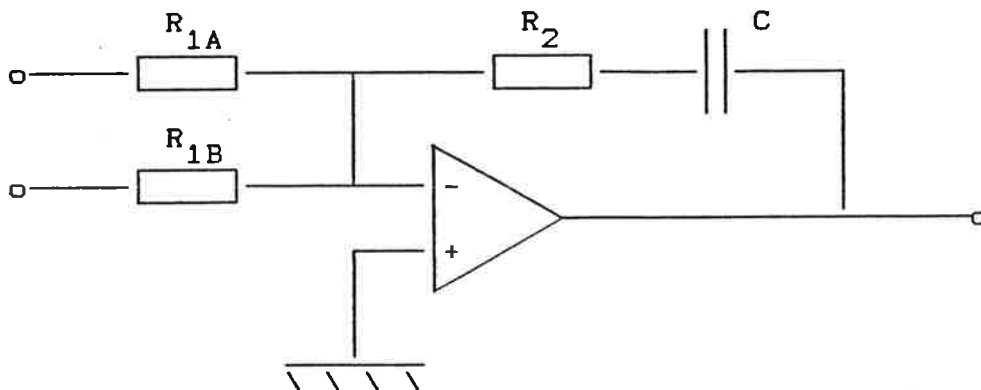


Fig. 4.6. Slingfilter.

#### 4.5 VCO

VCO står för Voltage Controlled Oscillator. Det är en krets som ger ut en signal vars frekvens är beroende av spänningen på dess ingång. VCO:n's känslighet bestämmer man genom att dividera differensen mellan min- och max- vinkelfrekvens med differensen mellan min- och max- spänning i VCO:ns linjära område. Känsligheten betecknas  $K_v$  och har enheten Rad/Vs. VCO:n är i verkligheten inte en helt linjär krets. I vårt fall är det en god approximation, att i arbetsområdet antaga linjäritet. Detta för att VCO:n är mycket snabbare än de övriga ingående kretsarna. Modellen vi använder är differentierad enligt tidigare härledda samband. Utsignalen från VCO:n är sålunda inte den riktiga frekvensen utan en avvikelse från en basfrekvens.

$V_{in}$  : Insignal i volt

$K_v$  : Vco:n's känslighet i Rad/Vs

$\Delta\omega$  : Avvikelse från mittfrekvensen i Rad/s

$$\Delta\omega = K_v * V_{in}$$



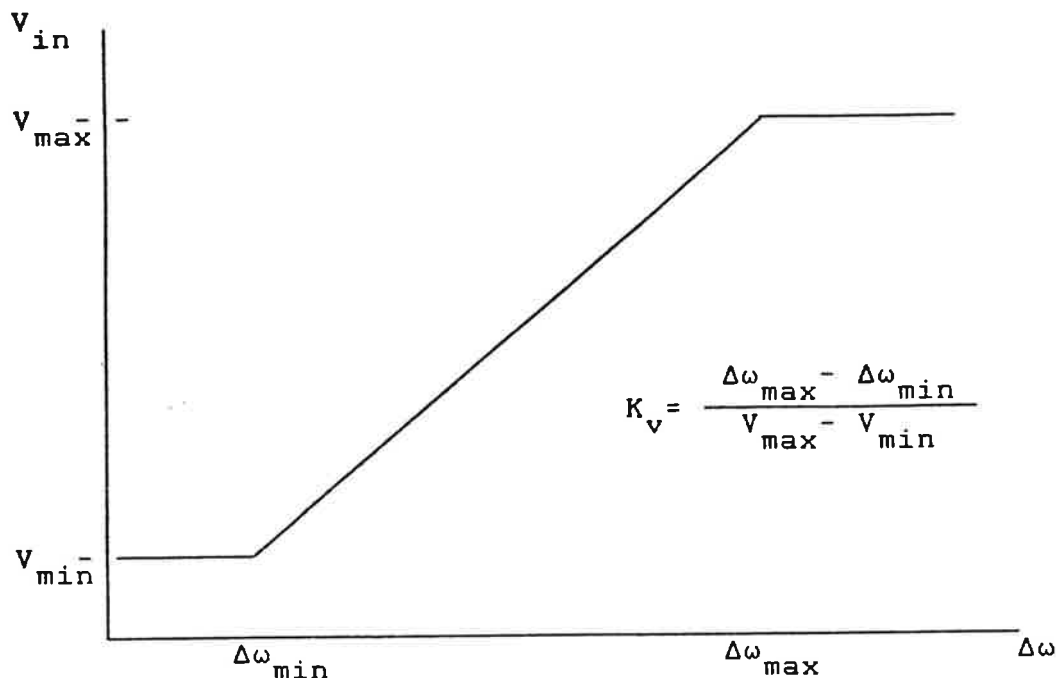


Fig. 4.7. Karakteristik för en linjär VCO.

#### 4.6 N-delaren

N-delaren består av en s.k. modulodelare och en programmerbar räknare. N-delaren har denna uppbyggnad på grund av att en räknare vid frekvenser över 10 MHz drar mycket ström och är dessutom dyr i inköp. Modulodelaren delar ned frekvensen till räknarens frekvensområde genom att dels dela med  $P$  och dels med  $(P + 1)$ . Med denna delningsstrategi kan man ha en högre referensfrekvens än om man hade haft en fast neddelare.

I vår modell antar vi att N-delaren består av en räknare som klarar hela neddelningen, vi tar alltså ingen hänsyn till att det finns en modulodelare. Denna förenkling skall inte betyda att vi inför något fel i modellen. Då slingan är fastlåst är frekvensen in till N-delaren omkring 450 MHz, beroende på delningstalet. Utfrekvensen är alltid 6.25 KHz. Eftersom utsignalen kommer först efter det, att räknaren har räknat fram de antal pulser som är valt, sker en medelvärdesbildning i N-delaren av frekvensen. Vid kanalbyte, dvs delningstalet ändras, kommer VCO:n att börja flytta sig i frekvensled. Detta kommer inte att märkas direkt på utgången av N-delaren, utan frekvensen medelvärdesbildas under ett referensintervall.

Antag att  $N$  - värdet är  $N_0$  och att antalet pulser per sekund in till N-delaren är  $f_{osc}$ . Avståndet mellan pulserna är hela tiden omvänt proportionellt mot oscillatorfrekvensen.

Efter  $N$  inräknade pulser kommer det i verkligheten ut en puls. Vår modell har gjorts så att vi räknar hur många pulser som kommer in under ett referenstidsintervall.

På ett referenstidsintervall  $T$ , kommer där in

$$\text{Antal} = \int_t^{t+T} f_{\text{osc}}(\tau) d\tau \quad (\text{antal pulser till } N - \text{delaren.})$$

Därefter skickas en puls ut vars fasläge bestäms av uttrycket:

$$\text{fas} = \frac{\text{ANTAL} - N_0}{N_0} 360 \quad (\text{grader}) \quad (*)$$

Vi har gjort  $N$  - delaren som en diskret process där ANTAL räknas ut genom att oscillatorfrekvensen summeras 80 ggr per tidsintervall och multipliceras med  $T/80$  eller

$$\text{Antal}(\tau + T) = \frac{T}{80} \sum_{k=1}^{80} f_{\text{osc}}\left(\tau + \frac{kT}{80}\right)$$

Fasen på pulsen som fasdetektorena erhåller bestäms av uttrycket (\*).

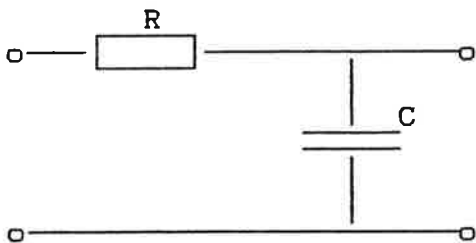
Trots att  $N$ -delaren är en samplande krets kan man, om som i vårt system efterföljande komponent är en fasdetektor, betrakta den som en krets utan tidsfördröjningar. Därför har vi också modellerat  $N$ -delaren som ett kontinuerligt delsystem som integrerar upp oscillatorfrekvensen till ett fasläge och dividerar detta fasläge med  $N$ .

Har vi istället endast en frekvensdetektor som komparator, måste man som tidigare nämnt ta hänsyn till den medelvärdesbildande effekten.

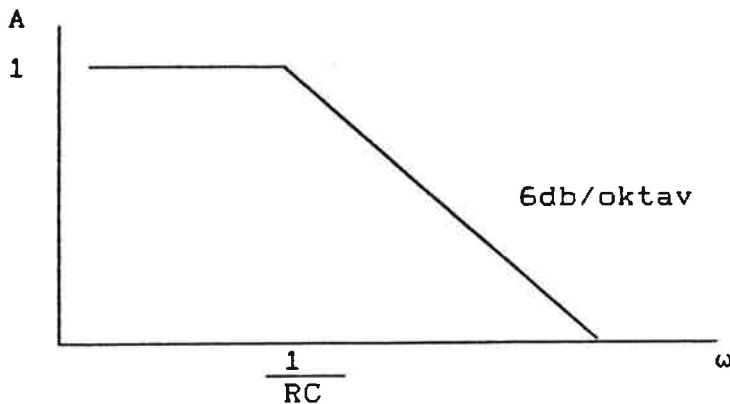
## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

## 4.7 RC-länkar

Vid dimensioneringen gäller det att klara grannkanaldämpningen utan att systemet blir instabilt. För att klara dämpningen måste vi ha med ett eller flera lågpassfilter i slingan. Vi har modellerat tre olika passiva lågpassfilter bestående av RC-länkar. Dessa har en, två respektive tre poler. Nedan visas RC-länkarna med tillhörande frekvenskaraktistik. Ur diagrammen kan filternas brytfrekvenser utläsas. Ekvationerna som beskriver modellerna är exakta, om de ingående komponenterna är ideala.

RC-filter

( a )



( b )

Fig. 4.8. RC-filter av första ordningen.

( a ) Krets.

( b ) Frekvenskaraktistik.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

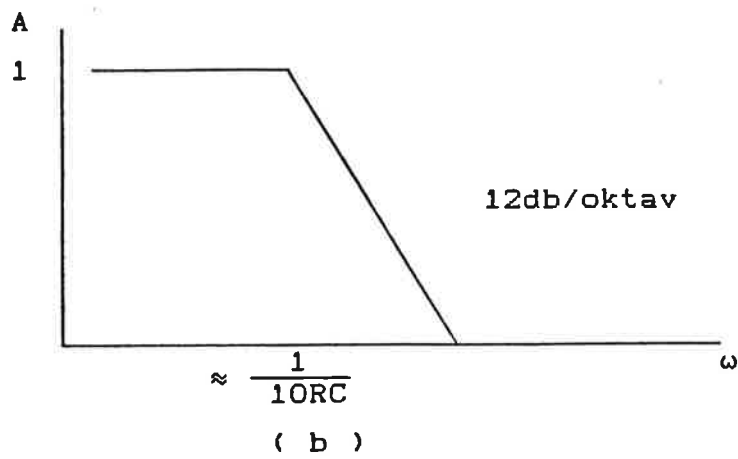
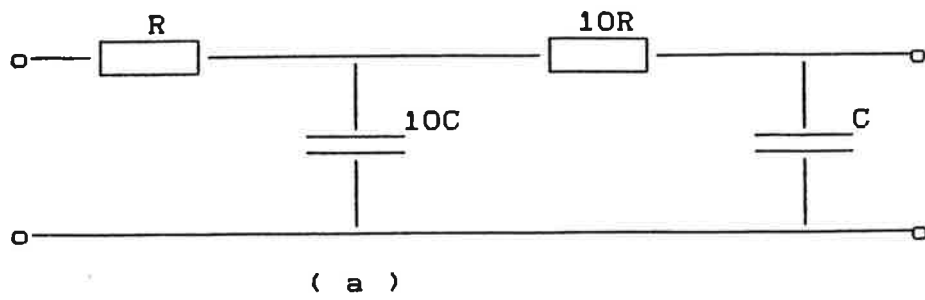


Fig. 4.9. RC-filter av andra ordningen.

( a ) Krets.

( b ) Frekvenskaraktistik.

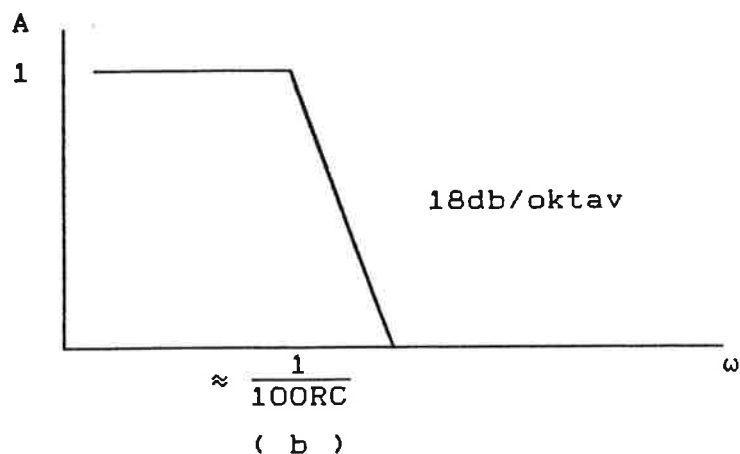
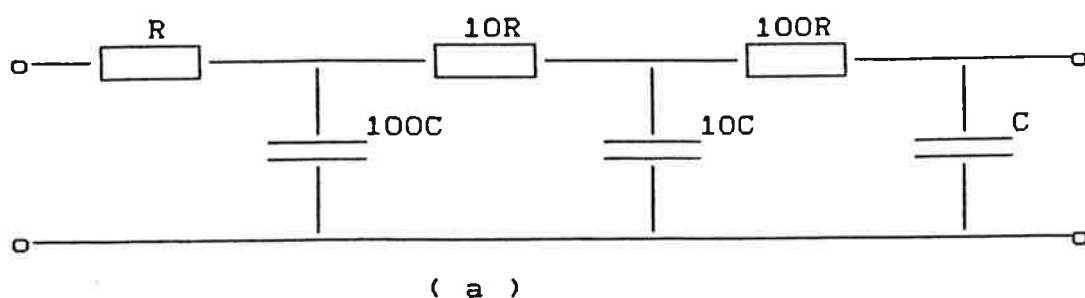


Fig. 4.10. RC-filter av tredje ordningen.

( a ) Krets.

( b ) Frekvenskaraktistik.

#### 4.8 Avancerande och retarderande nät

För att förbättra fasmarginalen och därmed snabba upp systemet kan man använda sig av ett fasavancerande nät. Nätet dimensioneras då så att max fasavancering erhålles vid filtrets skärfrekvens. Detta förbättrar således fasmarginalen vid skärfrekvensen, men dämpningen för höga frekvenser försämras. Se fig. 4.7. Det fasavancerande nätet deriverar signalen. Om systemet är känsligt för störningar, är det lämpligt att kaskadkoppla ett integrerande länk till nätet. Denna länk kallas för fasretarderande och har den omvända effekten, jämfört med det avancerande. Se fig. 4.9. Detta är en mycket vanlig form av kompensering, den kallas för lead-lag-kompensering.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

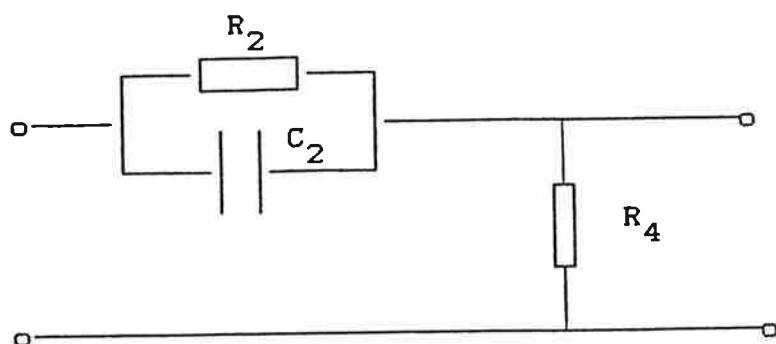


Fig. 4.11. Fasavancerande nät

Överföringsfunktion

$$F_A(s) = \frac{s + b}{s + bN}$$

där  $b = \frac{1}{R_2 C_2}$  och  $N = 1 + \frac{R_2}{R_4}$

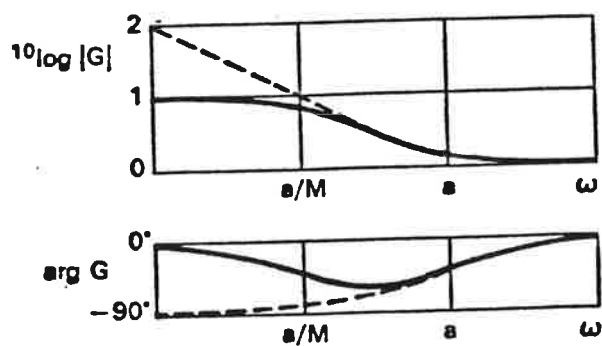


Fig. 4.1 Bodediagram för fasretarderande nät

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

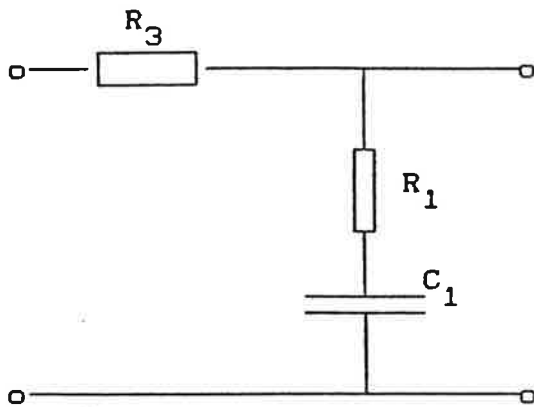


Fig. 4.13. Fasretarderande nät

Överföringsfunktion

$$F_R(s) = \frac{s + a}{sM + a}$$

$$\text{där } a = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{och} \quad M = 1 + \frac{R_3}{R_1}$$

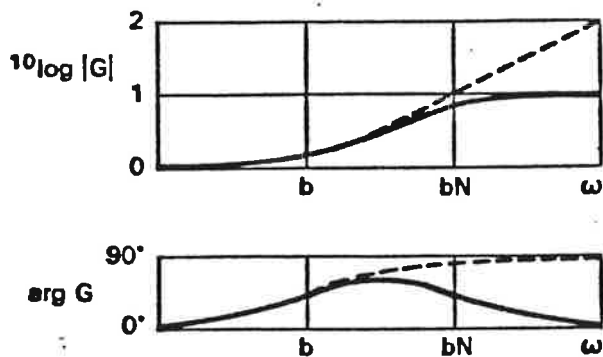


Fig. 4.14. Bodediagram för fasretarderande nät

## 4.9 Modellerings-exempel

I modellen beskrivs kretsarna av linjära differentialekvationer av första ordningen. Hänsyn tas till de begränsningar som de ingående komponenterna kan ha, t.e.x. bottning av en förstärkare. För att visa hur vi fått fram de ekvationer som beskriver kretsarna, följer nedan exempel på modellering av ett aktivt lågpassfilter.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

Överföringsfunktion:  $F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$

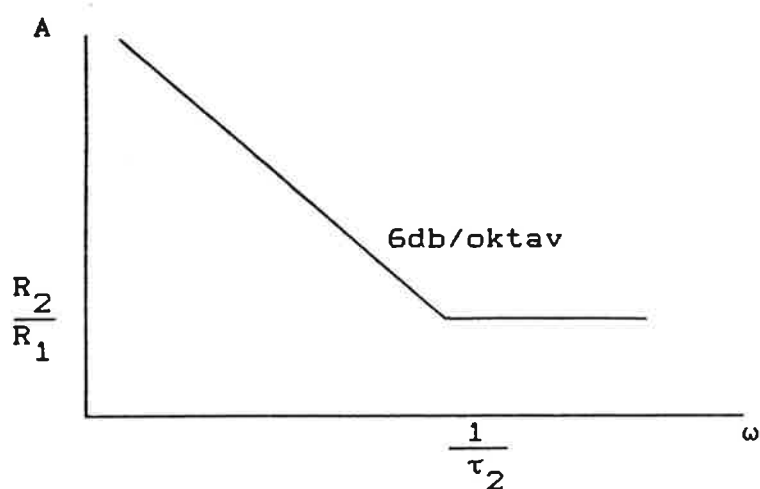


Fig. 4.15. Frekvenskaraktäristik

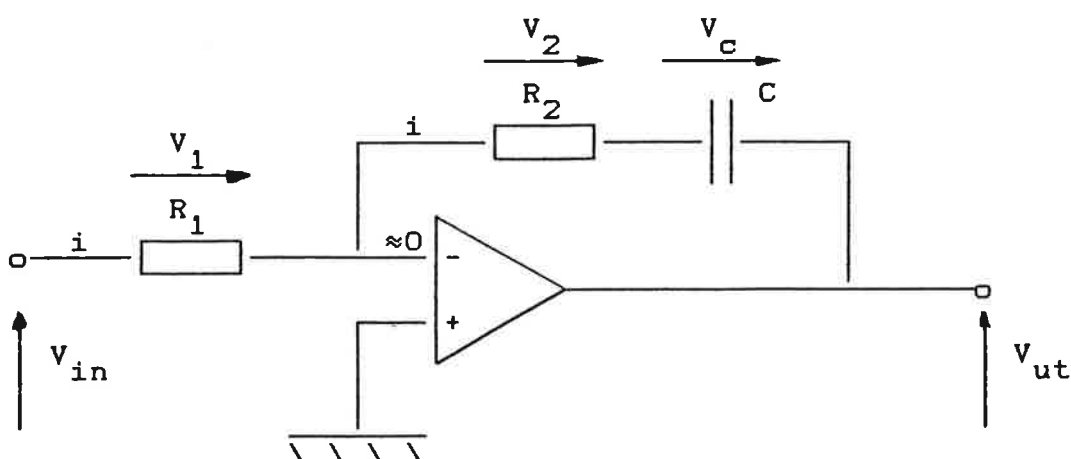


Fig. 4.16. Aktivt lågpassfilter

Om strömmen  $i$  i förstärkaren betraktas som försumbar, erhålles med  $i$



## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

figuren använda beteckningar, följande ekvationer;

$$V_{in} = V_1 = i * R_1 \Rightarrow i = \frac{V_{in}}{R_1}$$

$$V_{ut} = -(V_c + R_2 * i)$$

Vi antar att förstärkaren kan ge ut en signal som varierar mellan -2.5 och +2.5 volt. Detta medför att en begränsning på utsignalen måste införas.

$$V_{but} = \max(\min(2.5, V_{ut}), -2.5)$$

När förstärkaren bottnar kommer strömmen att begränsas till

$$i_c = - \frac{V_{but} + V_c}{R_2}$$

$$i_c = \frac{dQ}{dt} = C * \frac{dV_c}{dt} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{dV_c}{dt} = \frac{i_c}{C}$$

Systemet beskrivs av

$$\frac{dV_c}{dt} = - \frac{1}{C * R_2} (V_{but} + V_c)$$

Där  $V_c$  har begynnelsevärdet 0 och  $V_{but}$  är den begränsade utsignalen.

## 5 SIMULERING

### 5.1 Inledning

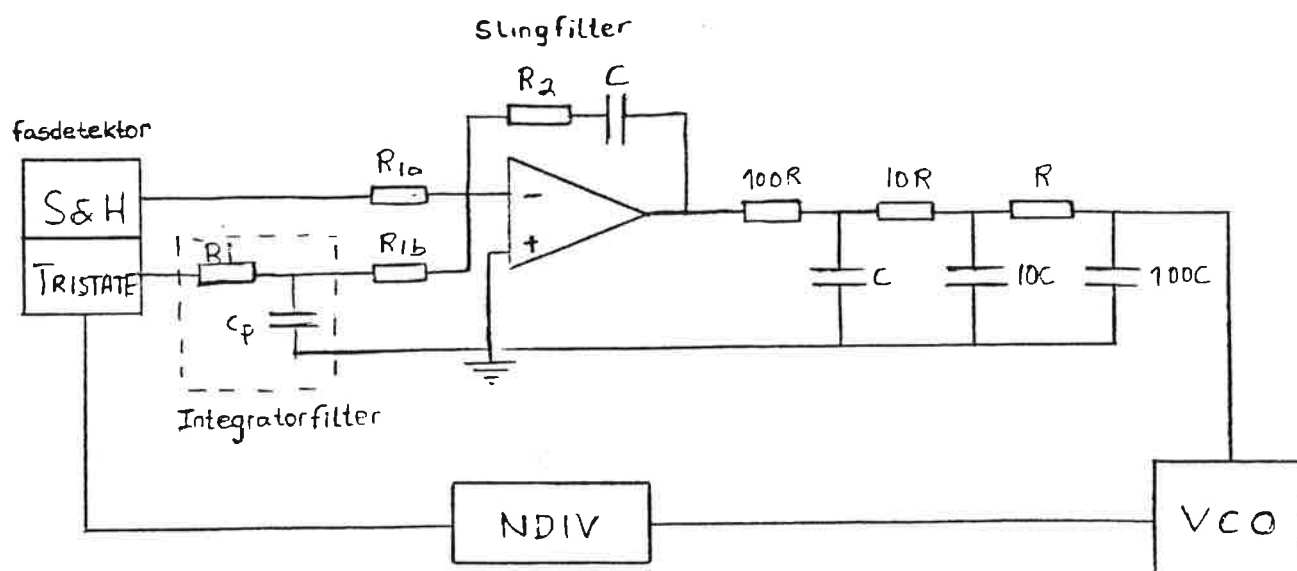
Vid dimensionering av den faslåsta slingan är val av sample & hold förstärkningen en viktig parameter. Väljs en liten förstärkning (fasfönstret stort) är sample & hold detektorn (nästan) aktiv under hela insvängningsförloppet. Väljs istället en stor förstärkning bottnar sample & hold detektorn för små fasfel och tri-state detektorn blir aktiv.

Fördelen med en låg S & H detektor förstärkning är att omkoppling till tri-state detektorn och dess mer svårbehandlade utpulser endast sker för större fasfel. Nackdelen är att bruset från detektorn ökar med avtagande förstärkning, vilket innebär att alltför stort fasfönster orsakar mycket brus.

Eftersom vetskap om brusstorlekens mer exakta beroende av förstärkningen inte för tillfället existerar, har vi simulerat systemet både med hög och låg detektor förstärkning.

I samtliga simuleringar nedan har vi använt oss av ett RC-filter av tredje ordningen, för att klara av grannkanaldämpningskravet. Brytfrekvensen är satt till 5.2 KHz.

Plottdiagrammen som visar oscillatorfrekvensen, visar dess avvikelse från en viss basfrekvens, som vi antar vara 450 MHz.



Figur 5.1 Simulerad struktur (tänkt med och utan integratorfilter)

## 5.2 Hög detektor förstärkning

Vi börjar med att dimensionera systemet för en hög fasdetektor (sample & hold) förstärkning.

Givet:  $K_v = 2.0 \text{ MHz/V} = 12.57 \text{ Mrad/Vs}$ ,  $N = 72000$   
 $f_{\text{ref}}: 6.25 \text{ KHz}$   $U_{\text{max}} = 2.5 \text{ V}$

Välj:  $K_\phi = 160$   $f_n = 200 \text{ Hz}$

$$T_1 = \frac{K_\phi K_v}{\omega_n^2 N} = 17.7 \text{ ms} \qquad T_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n} = 1.27 \text{ ms}$$

Fasfönstrets bredd :  $\phi_0 = \frac{2.5}{K_\phi} = 0.9^\circ$

Vid kanalbyte 200 steg har redan första pulsen till fasdetektorn fasfelet:

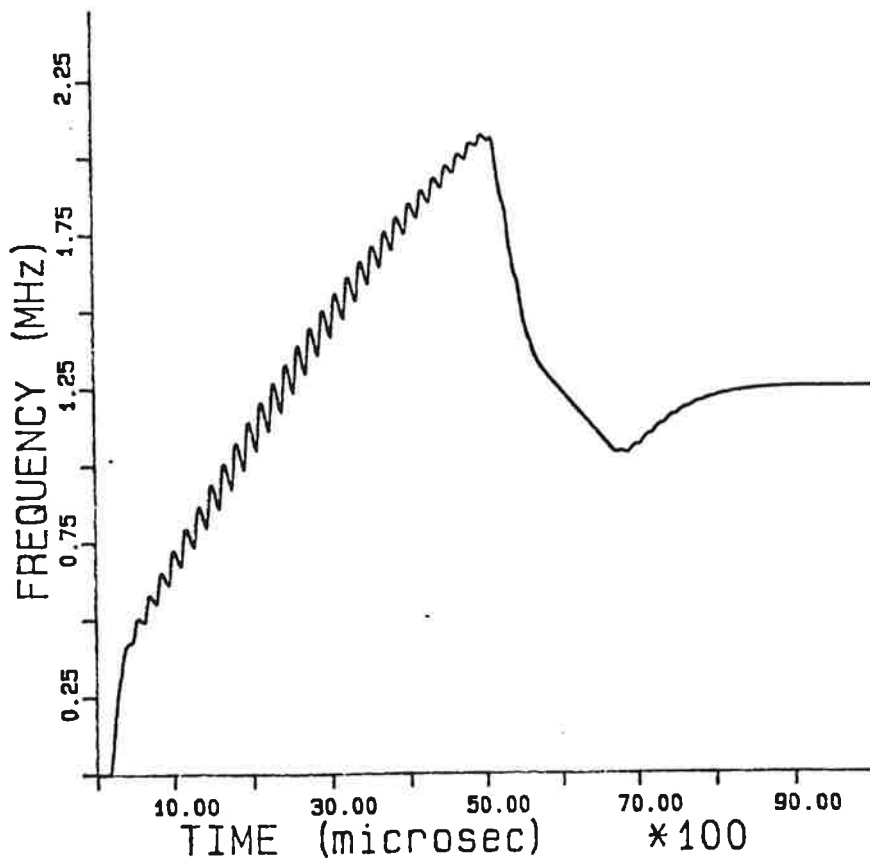


Fig 5.2 Kanalbyte utan integratorfilter

$$\phi_e (T=160\mu s) = \frac{200 \cdot 360^\circ}{450\text{MHz} \cdot 160\mu s} = 1.0^\circ$$

dvs sample & hold detektorn bottenar och tri-state detektorn blir genast aktiv.

Stegsvaret får ett utseende som visas i fig 5.2. Insvängningstid blir 11.0 ms, dvs systemet klarar inte kraven. Vco:n styrs bara ut av sampeldetektorn ty loopfiltret bottenar av tri-state pulserna. Därför erhålles den långsamma insvängningen.

Använder vi filtret som beskrivs i avsnitt 3.6, kan vi dimensionera detta enligt givna formler

$$R_i = R_{1a} \frac{U_{\max}}{2\pi K\phi} = \frac{R_{1a}}{400}$$

$$\text{sätt } \phi_{eg} = 6.75^\circ$$

$$\Rightarrow t_{p_{\text{linjär}}} = 3 \mu s$$

$$C_p = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{R_i} = 3.48$$

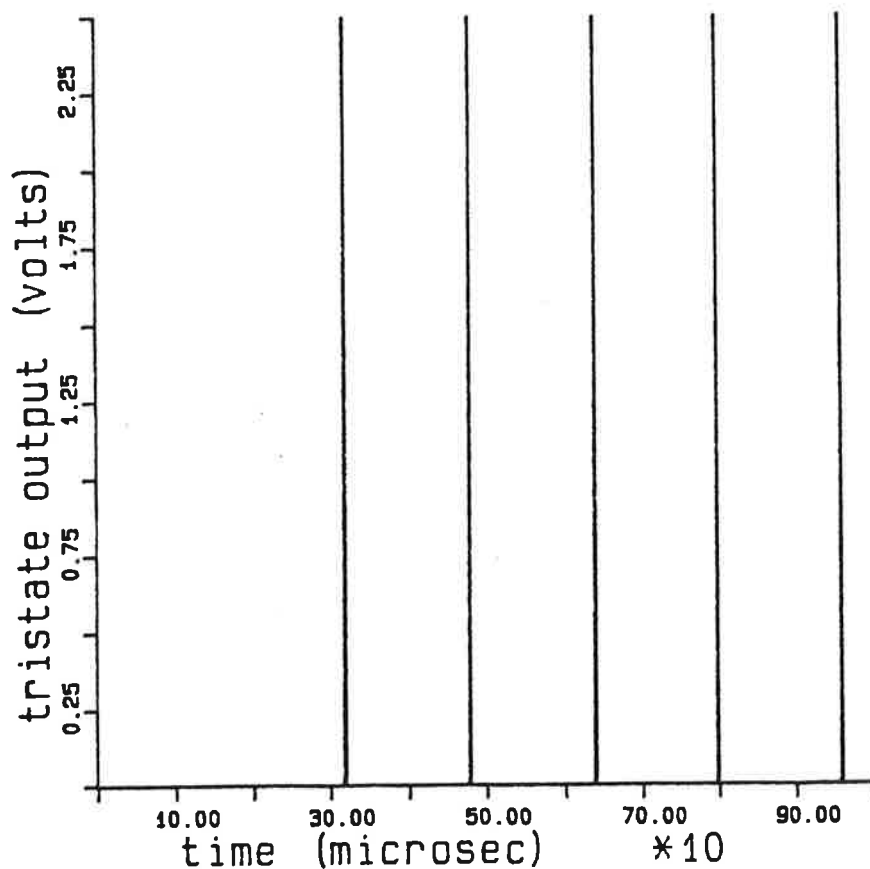


Fig 5.3 Utpulser från tri-state detektorn

$$R_{1b} = \frac{T}{2C_p} = \frac{160 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-6} \cdot 3.48} R_i = 15.3 R_i$$

Integreringen och urladdningen visas i fig 5.3 och fig 5.4. Vi erhåller en mycket snabbare insvängning med filtret, och genom att öka  $R_{1b}$  med c:a 20% fås en något mindre översläng, se fig 5.5. Insvängningstiden blir 5.6 ms.

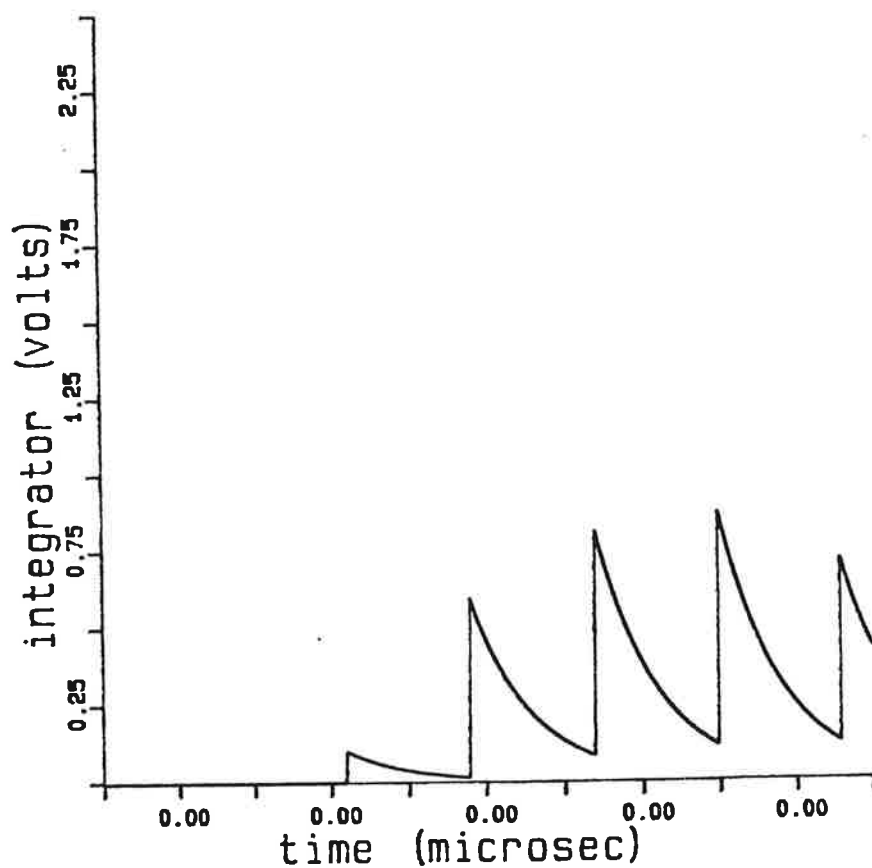


Fig 5.4 Kondensatorspänningen i integratorfiltret

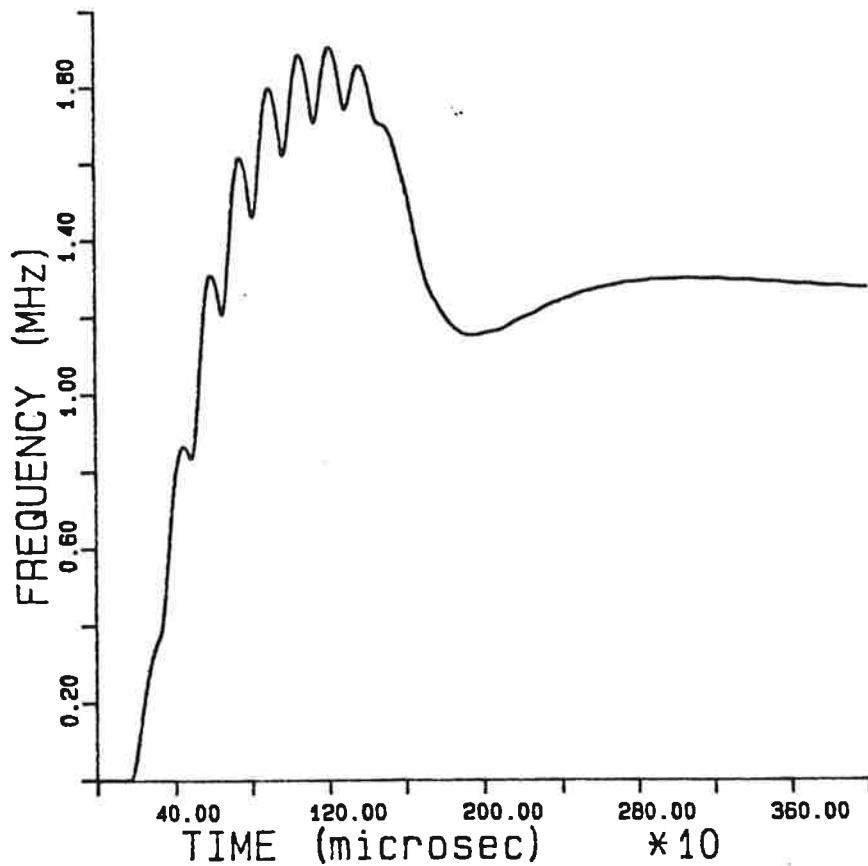
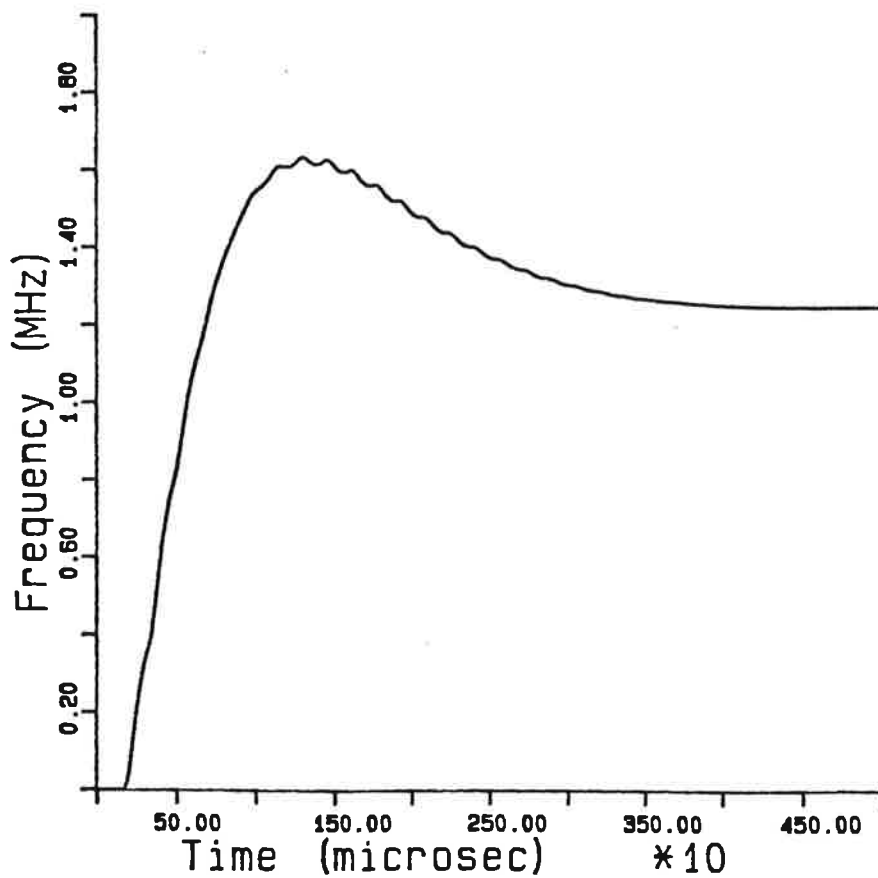


Fig 5.5 Oscillatorfrekvensen då R1b ökas

Fig 5.6 Oscillatorfrekvensen,  $k=20$

### 5.3 Låg detektorförstärkning

Genom att sänka sample & hold detektor förstärkningen ökas fasfönstrets storlek. Härigenom hålls slingförstärkningen konstant under större delen av insvängningsförloppet. Insvängningsförloppet blir mer jämnt och överslängen minskas (fig 5.6).

Välj  $K\phi = 20$ . Därmed blir fasfönstrets storlek  $160/20 = 8$  ggr större än för  $K\phi = 160$ . Sample & hold detektorn är aktiv över ett större område.

Plottning av fasfelet fig 5.7, visar att felet inte överstiger  $3^\circ$ , dvs tristate detektorn blir aldrig aktiv detta ser man också genom att sample & hold utsignalen aldrig bottnar (fig 5.8). (S & H bottnar vid 2.5 V)

Styrsignalen från slingfiltret (som filtreras i RC-filtret) visas i fig 5.9.

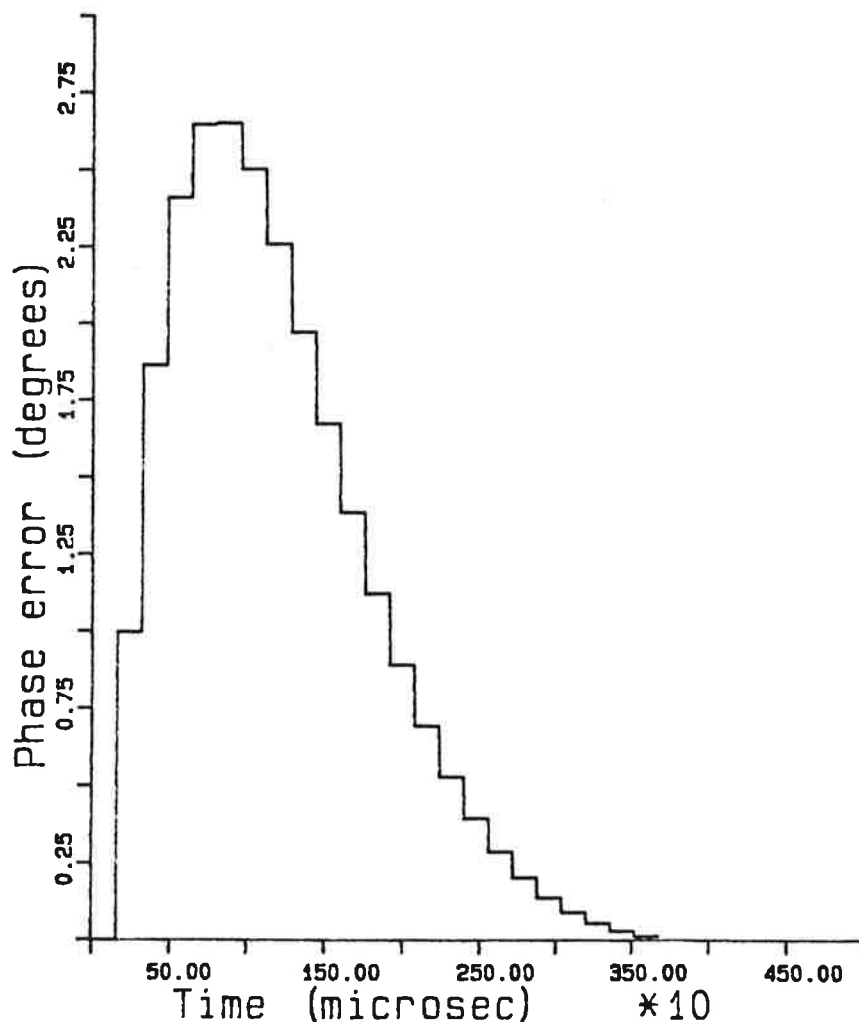


Fig 5.7 Fasfelet

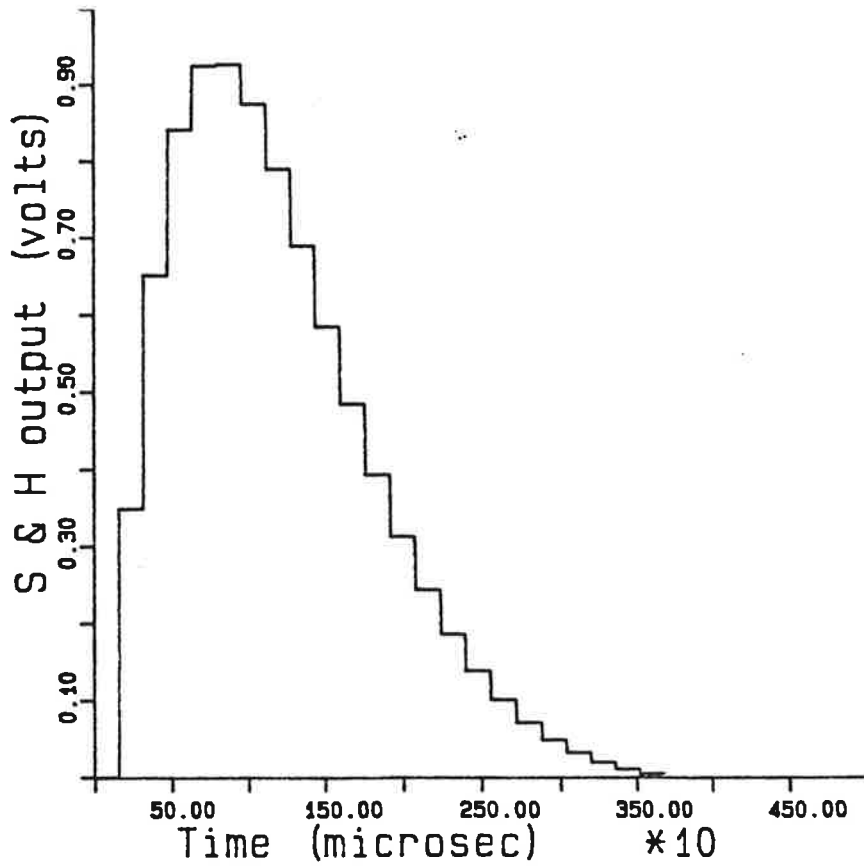


Fig 5.8 Utsignal från sample &amp; hold detektorn

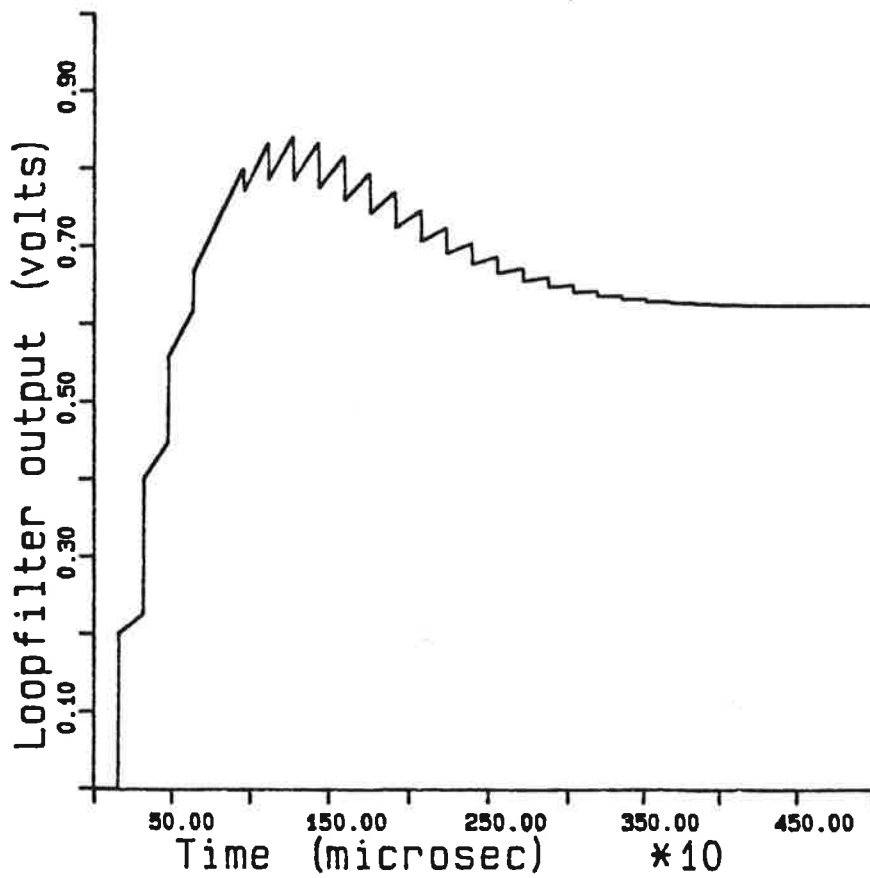


Fig 5.9 Styrsignal från slingfiltret



### Parametervariationer. Vilken snabbhet ?

Som mått på snabbhet i systemet anges den naturliga vinkelfrekvensen,  $f_n$ , för det återkopplade systemet. Systemet simuleras för tre olika värden på  $f_n$ . Sample & hold detektorns förstärkning har nedan hela tiden varit 20 ( $K=20$ ).

För att få med inverkan av komponentspridningen har oscillatorns förstärkning varierats  $\pm 30\%$  från sitt riktvärde ( $K_v=12.6 \text{ Mrad/Vs}$ )

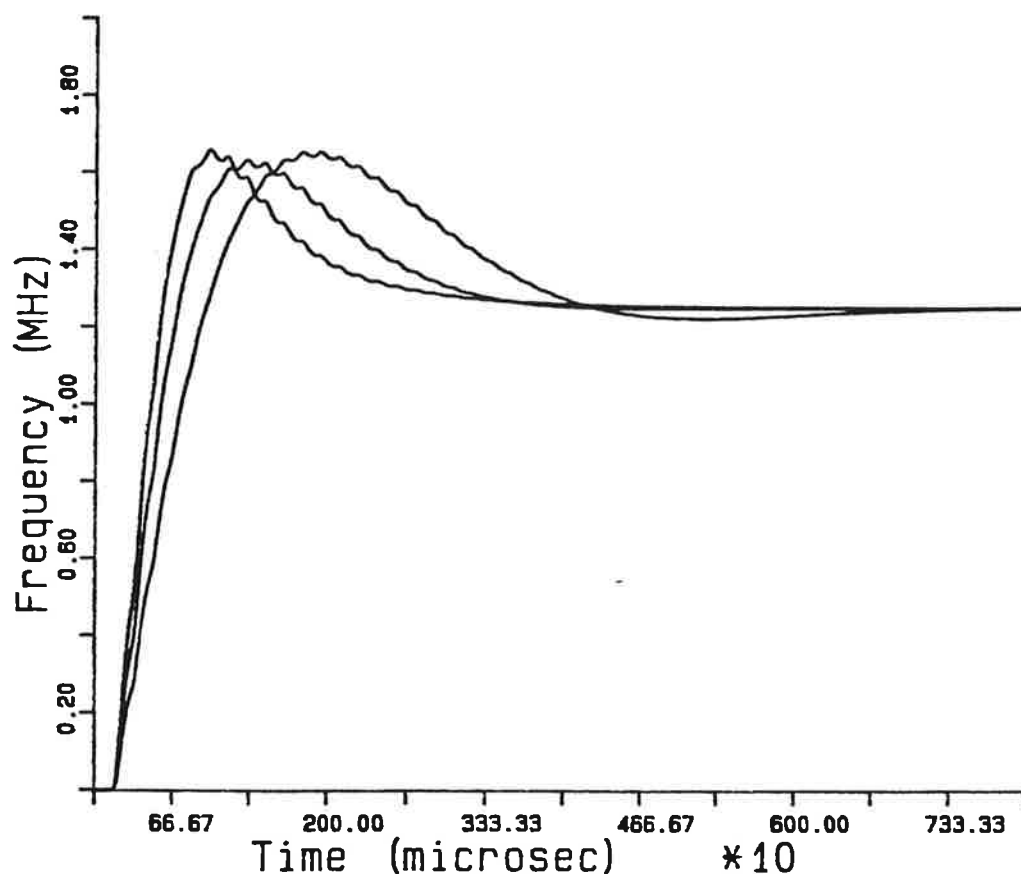


Fig 5.10 Oscillatorfrekvensen för varierande K-värde,  $f_n = 200 \text{ Hz}$

Insvängningstid (noggrannhet  $\pm 500 \text{ Hz}$ ) 10.1 ms  $K_v = 8.8 \text{ Mrad/Vs}$

6.2 ms  $K_v = 12.6 \text{ Mrad/Vs}$

6.3 ms  $K_v = 16.3 \text{ Mrad/Vs}$

#### Kommentar

Om ingen förstärkningsvariation antas ställer systemet in sig efter 6.2 ms. Är variationen positiv (maximalvärde + 30%) klaras insvängningskravet, men om den är negativ blir systemet för långsamt.

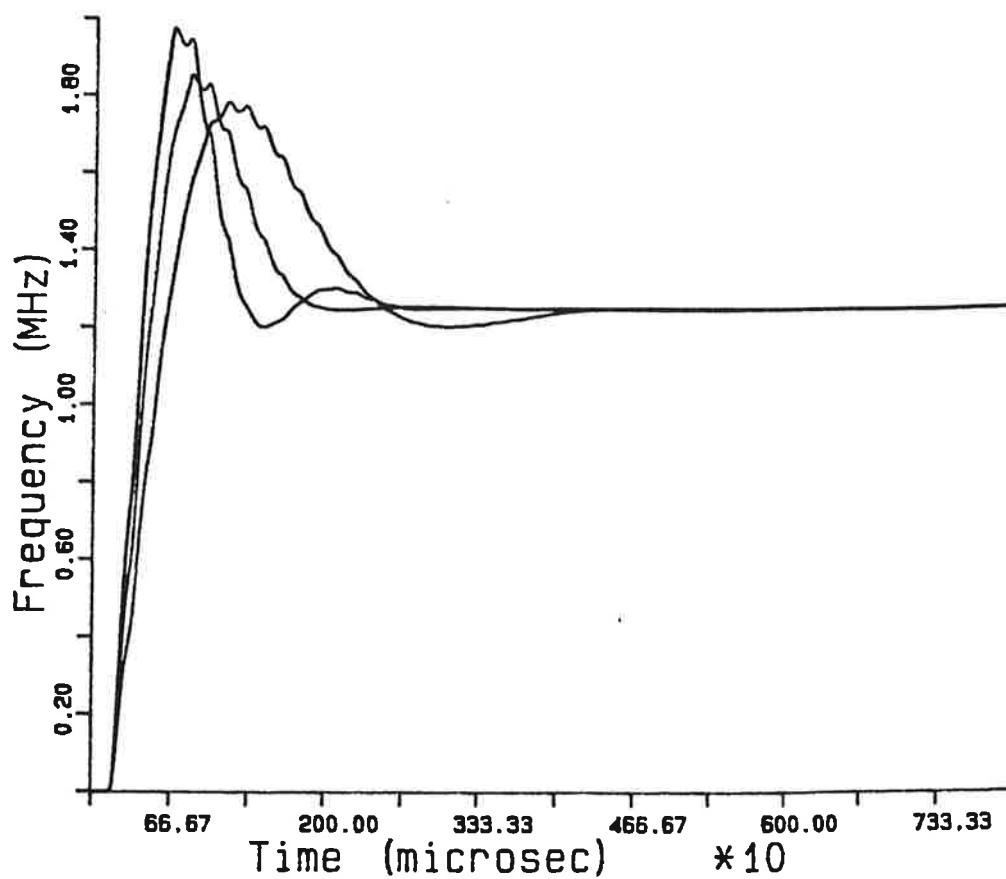


Fig 5.11 Oscillatorfrekvensen för varierande K-värde,  $f_n = 300$  Hz

Insvängningstid (noggrannhet  $\pm 500$  Hz) 6.0 ms  $K_v = 8.8$  Mrad/Vs  
 3.7 ms  $K_v = 12.6$  Mrad/Vs  
 4.1 ms  $K_v = 16.3$  Mrad/Vs

Kommentar:

Systemet klarar insvängningskravet inom hela variationsintervallet. Dock blir överslängen uppåt 50 % för stort  $K_v$ .

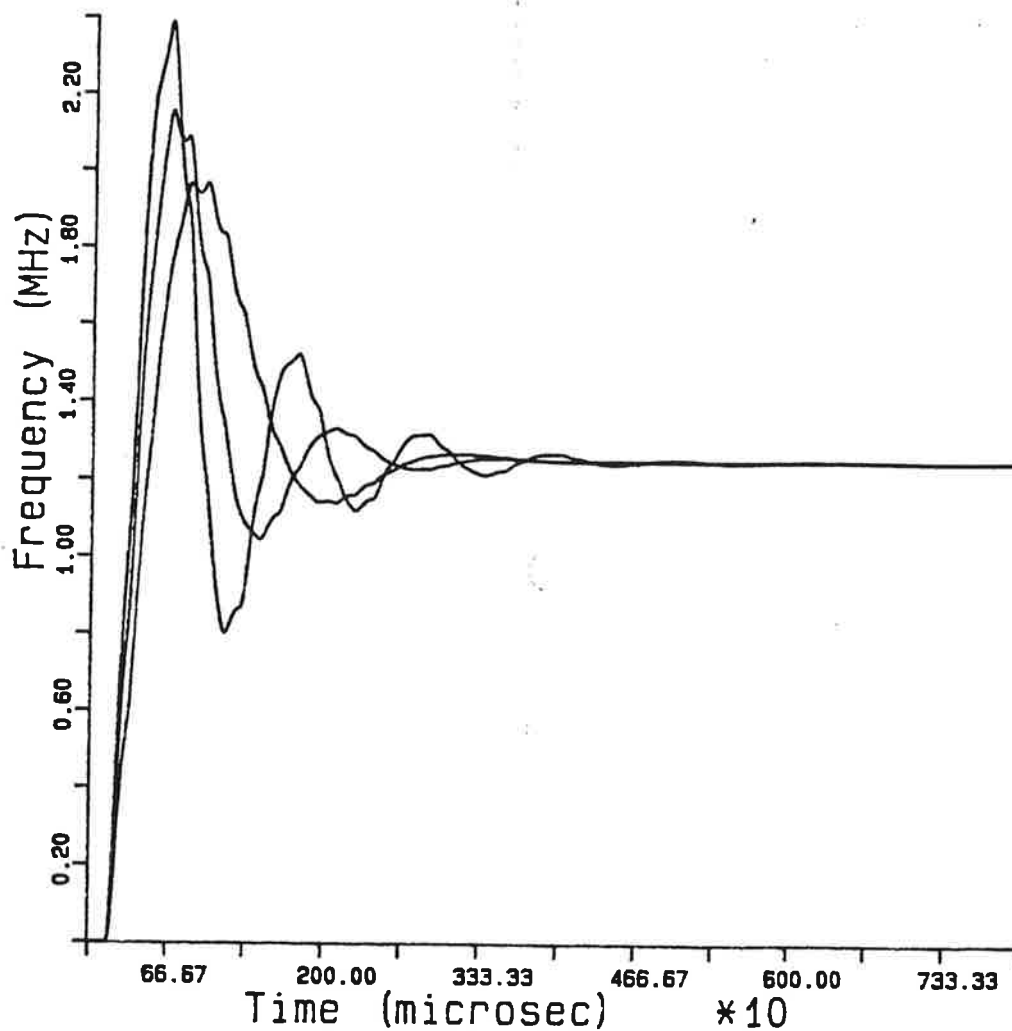


Fig 5.12 Oscillatorfrekvensen för varierande K-värde,  $f_n = 400$  Hz

Insvängningstid (noggrannhet  $\pm 500$  Hz)    5.5 ms     $K_v = 8.8$  Mrad/Vs  
   5.0 ms     $K_v = 12.6$  Mrad/Vs  
   6.9 ms     $K_v = 16.3$  Mrad/Vs

Kommentar:

Insvängningskravet uppfylls men systemet får stora överslängar och oscillerar inom ett stort frekvensband innan det ställer in sig.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

### 6. INTERAKTIVA PROGRAM

#### 6.1 Inledning

De interaktiva programmen bygger på programpaket Intrac, också detta utvecklat på Institutionen för Reglerteknik. Intrac har läs- och skrivkommandon och kan utföra ett par enkla operationer. Med hjälp av Simnon skapar man macro's. Dessa är ett slags kommandofiler, som kan anropas med eller utan argument. När man skriver macrot's namn så utförs de kommandon som är angivna i detta. Intrac är endast aktiv när man befinner sig i ett macro, s.k. macromode.

De interaktiva programmen var ett önskemål av Ericsson. Då det är en viss tid mellan utvecklingen av nya frekvenssynteser, kommer man följaktligen att glömma Simnon mellan gångerna och då kommer de interaktiva programmen till sin stora fördel. Dimsy och Defsy kallar vi de programmen med vars hjälp det är möjligt att DIMensionera respektive DEFiniera en SYnteskrets. Programmen behandlas närmare senare.

Ett interaktivt program kan sägas vara ett fråge svars drivet program. Programmet frågar efter parametervärden, du svarar och programmet exekverar de satser som använder de efterfrågade parametrarna. Programmet frågar på nytt och så fortsätter det tills alla parametrar fått sina värden. För att kunna ändra på variabelers värden i andra filer i ett interaktivt program, brukar man definiera globala variabler. Globala variabler kan endast definieras i macro-mode. En punkt efter variabelns namn talar om att det är en global variabel. I Dimsy används de bland annat vid uppdatering av defaultvärden och i Defsy vid komponeringen av den valfria loopen. Dimsy och Defsy är namnen på de interaktiva program, som vi tagit fram som hjälpmedel vid användandet av Simnon i samband med framtagning av frekvenssynteser.

#### 6.2 Interaktivt dimensionerings-hjälpmiddel

Dimisy är namnet på det interaktiva program som vi har utvecklat, som är avsett att användas som hjälpmedel vid dimensionering av en synteskrets. Dimsy använder de båda programpaketerna Simnon och Intrac. Dimsy är i stort sett ett självinstruerande program, men det finns även en manual att tillgå. I manualen finns förutom handhavande, även en detaljerad beskrivning av de modeller som vi tagit fram som tänkbara lösningar.

Det finns elva olika fördefinierade plus en valfri modell att välja mellan. Denna valfria modell definieras med hjälp av macrot Defsy. Anledningen till att vi presenterar fördefinierade modeller när vi har en valfri som kan definiera alla, är den att det är ganska tidsödande att definiera en modell med hjälp av Defsy. Dessutom får man göra om definitionen varje gång man har varit ute ur Simnon. De modeller som vi presenterar kan ses som förslag till en synteskrets. I appendix B presenteras Dimsy's flödesschema.

Nackdelen med Dimsy är att det har blivit för stort, d.v.s. för den som är insatt i Simnon kan programmet tyckas lite långsamt. Då är det snabbare att själv utnyttja de macro som Dimsy använder, plus en del Simnonkommandon. Då kan man även utnyttja Simnons alla plottningsmöjligheter, vilket kan

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

komma till användning ibland. Dimsy skulle blivit större och långsammare om alla möjligheter skulle beaktas vid plottning. Den plottning som man kan göra med Dimsy är dock fullt tillräcklig i de flesta fall. Om det finns önskemål om större möjligheter vid plottningen rekommenderar vi att läsaren lär sig programpaketet Simnon.

Dimsy består i princip av fem olika kommandon. Read- och write- kommandon, operationer, Simnonkommandon, macro's och tilldelningssatser. En typisk sekvens i Dimsy kan se ut enligt följande. Programmet frågar efter ett värde på en parameter, du svarar och en inläsning sker. En variabel tilldelas det inlästa värdet, en operation med någon parameter utförs och en parameter i ett system får ett nytt värde.

För att kunna dimensionera ett system måste man först definiera det, vilket sker genom kompileringen. Därefter sker tilldelning av systemets olika parametrar genom anrop till ett dimensioneringsmacro. Detta macro använder Simnonkommandot parametertilldelning för detta ändamål. Det finns ett macro för varje system i vilket dimensioneringen äger rum. Argumentet i ett macro-anrop är oftast defaultvärden på de parametrar som efterfrågas i macro't. Defaultvärde är det värde som den efterfrågade parametern får, om man svarar med att endast trycka på return-tangenten. Med hjälp av defaultvärdena kan man dimensionera ett komplett system, dock ej ett optimalt, endast genom att trycka på return-tangenten.

### 6.3 Interaktivt program för definiering av ett valfritt system.

Defsy är ett interaktivt program som ingår i Dimsy, detta program kan även användas separat, utan att anropa Dimsy. Defsy tillåter användaren att själv definiera ett komplett system, genom att ta block från en pool och placera dessa i godtycklig ordning, så att de bildar en loop. Defsy's flödesschema är presenterat i appendix C.

I Defsy kan man även bestämma vilken basfrekvens, referensfrekvens, delningstal och matningsspänning som man vill räkna med. Med Defsy går det snabbare att definiera ett system än om man bara skulle använda Simnon. Defsy definierar från början en loop med fasdetektor A och B, vco, N-delare, loopfilter och åtta dummy-block (se fig. 6.1 ). Dummy-block noll ingår i fasdetektorn och kan endast bytas ut mot en ekvivalent RC-länk. Denna länk tas med om man anser att det finns en kapacitans på fasdetektor A:s utgång, d.v.s. fasdetektorn är ej oändligt snabb. Dummy-blocken har en utsignal som är lika med dess insignal. Genom att byta ut dessa mot önskvärda block, kan man på detta sätt komponera sin egen loop.

Anledningen till detta tillvägagångssätt, är att det i ett interaktivt program inte går att definiera ett connectingsystem. Istället definierade vi ett connectingsystem med fasta platser, definierade enligt ovan. Det som bestämmer vilka block som det är frågan om bestäms helt och hållet vid kompileringen. I kompileringskommandot länkar man filer och bryr sig inte om vad blocken heter i respektive fil. I vårt kompileringskommando ingår förutom de filer som alltid är med, åtta globala variabler. Dessa globala variablerna har alla värdet "dummy" från början och ändrar senare värde beroende på vad man vill ha med i slingan. I connecting system länkar man sedan ihop de block som blev definierade genom kompileringen av filerna.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

Ett förklarande exempel ;

RC-länken existerar i sju versioner, filerna heter RC1, RC2,...RC7 och respektive block i dem heter BLOCK1, BLOCK2,...BLOCK7. Det fasavanserande nätet existerar också i sju versioner, filerna heter FASA1, FASA2,...FASA7 och respektive block heter BLOCK1, BLOCK2,...BLOCK7. Låt säga nu, att vi på plats två vill ha en RC-länk och på plats tre vill vi ha en fasavanserande länk. Då får en global variabel värdet RC2 och en annan får värdet FASA3, på detta sätt kommer det vid kompileringen att definieras att en RC-länk och ett fasavanserande nät skall ingå i connecting system. När man i connecting system sedan skall länka ihop BLOCK2 med BLOCK3, så tar man dessa block från de filer som blev definierade genom kompileringen. Sålunda kommer BLOCK2 att definiera en RC-länk och BLOCK3 att definiera ett fasavanserande nät.

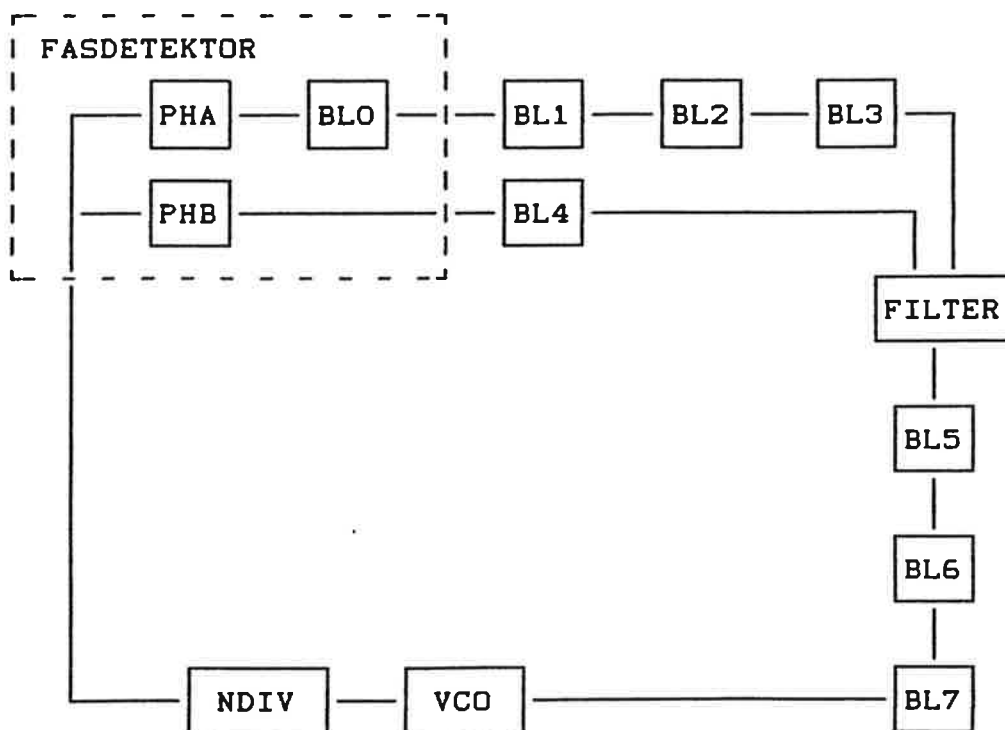


Fig. 6.1. Blockschema Defsy.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

Dfsy är begränsad i två avseende, antalet block i loopen är begränsat och ett block kan endast användas en gång i loopen. Detta är egentligen inte några begränsningar på programmet, utan är en kompromiss med storleken på programmet och därmed dess snabbhet. Om man vill utöka antalet block i slingan medför detta att antalet filer ökar med antalet loopmodeller multiplicerat med antalet nya block. Men att kunna ha fler block än sju i slingan, är knappast nödvändigt. Däremot skulle man kanske vilja ett block på mer än ett ställe i loopen. Det skulle emellertid medföra ett mångdubblande av de flesta filer som ingår i Dfsy. Det hade då också varit nödvändigt att ha flera olika testrutiner i programmet. Resultatet av detta hade blivit ett långsamt interaktivt program.

## SIMULERING AV FREKVENSSYNTES

### 7. SLUTSATSER

Examensarbetet har visat att det går att simulera faslåsta slingor, som arbetar med både analoga och digitala signaler, och vars komponenter är olinjära i sitt arbetssätt.

Med simuleringsprogrammen fås ett bra verktyg för att optimera systemets komponenter med avseende på kanalbytessnabbhet och grannkanaldämpning. Genom analytiska beräkningar kan ett fungerande system dimensioneras, men upptäckten att vissa komponenter bottnar och vad som händer vid parametervariationer ses enkelast med ett simuleringsprogram.

De konstruktioner av faslåsta slingor som vi kommit fram till, innehållande vissa specificerade kretsar, visar sig i datorsimuleringarna gott och väl klara uppställda kriterier.



8. LITTERATURREFERENSER

Aström K. J. (1976) : "Reglerteori", Almqvist & Wiksells förlag, Uppsala.

Aström K. J. (1982) : "A Simnon Tutorial", Inst. för Reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola.

Wieslander J. (1980) : "Interactive Programs, General Guide", Inst. för Reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola.

Rohde U. L. (1983) : "Digital PLL Frequency Synthesizers, Theory and Design", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., USA.

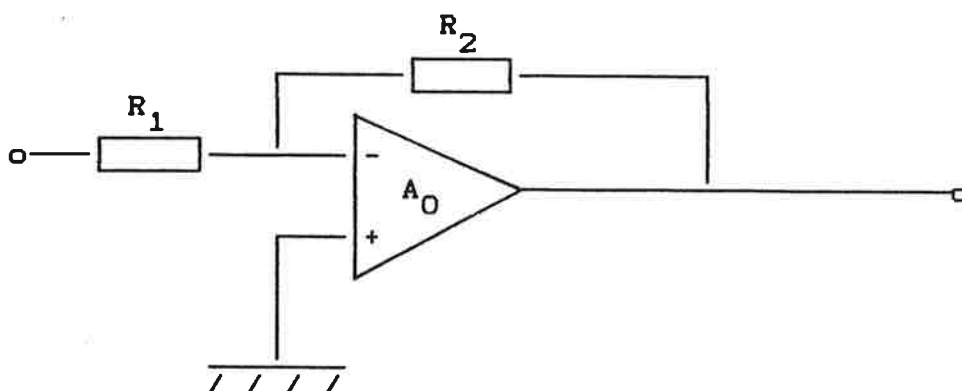
Salomonsson G., Mandersson B. och Palm O. (1979) : "Kretsteori", Inst. för Teletransmissionsteori, Lunds Tekniska Högskola.

Hansson B. och Jonsson I. (1982) : "Analog Mikroelektronik del 1", Inst. för Tillämpad Elektronik, Lunds Tekniska Högskola.

## APPENDIX A.

Antagande om OP:n

Nedan verifieras antagandet om oändlig förstärkning i op:n.

 $A_0$  : råförstärkningen $\beta$  : återkopplingsfaktorn $A_{uf}$  : kopplingens förstärkning

$$A_{uf} = \frac{A_0(\beta - 1)}{1 + \beta A_0} \quad ; \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Antag :  $A_0 = 10^4$ 

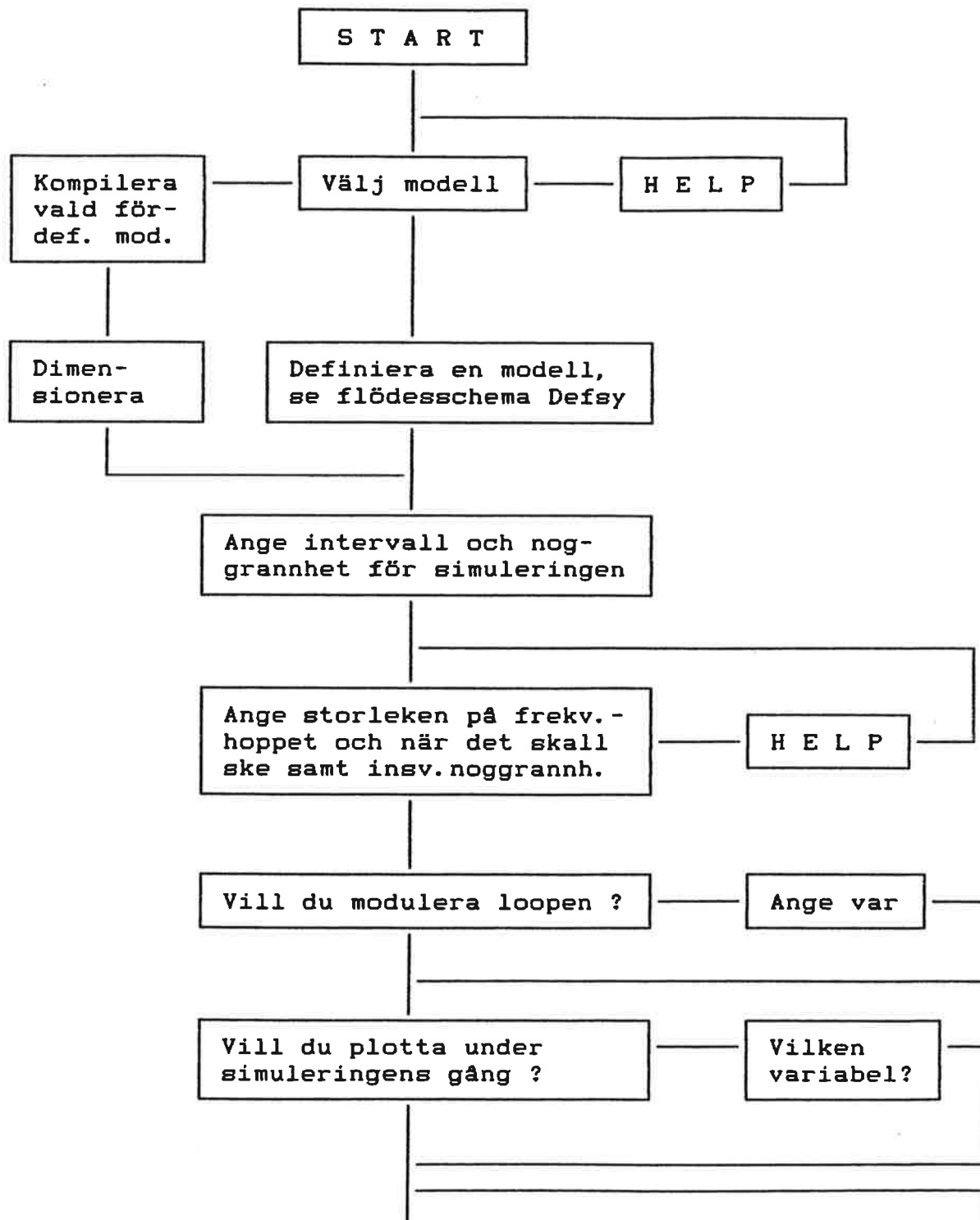
$$\Rightarrow A_{uf} = \frac{10000(\beta - 1)}{1 + 10000\beta} \approx \frac{\beta - 1}{\beta} = - \frac{R_2}{R_1}$$

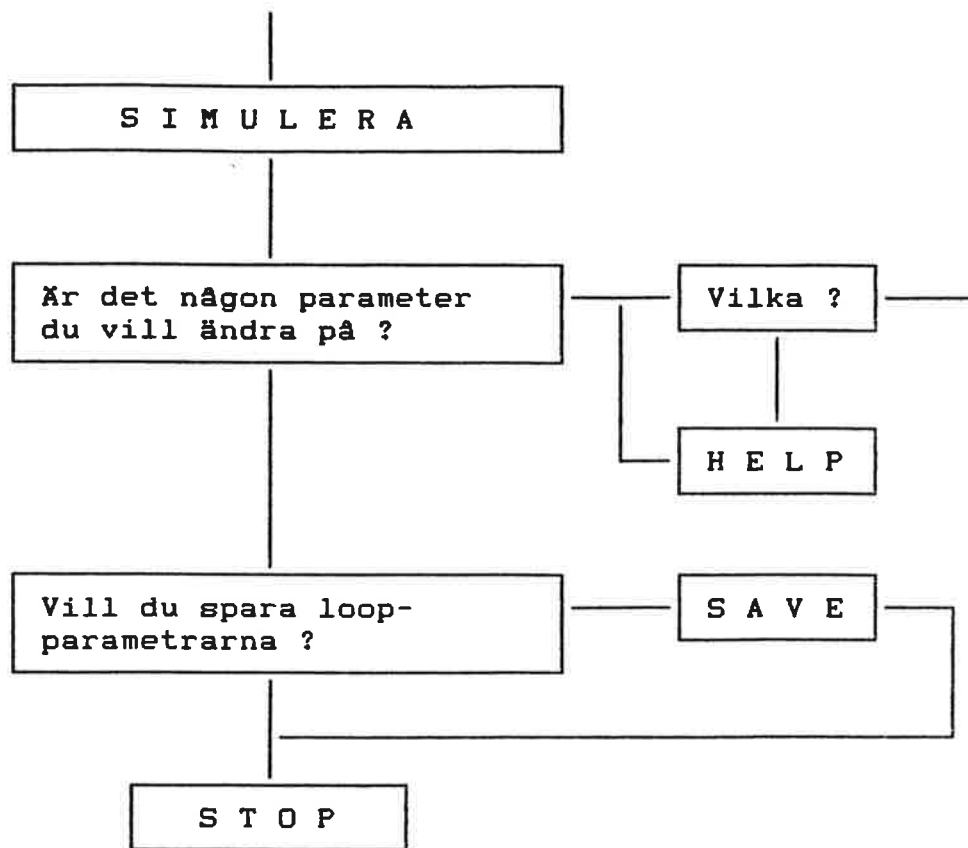
$0.1 < \beta < 1$

Slutledning: Antagandet om oändlig förstärkning kan anses vara korrekt i jämförelse med övriga siffror.

## APPENDIX B.

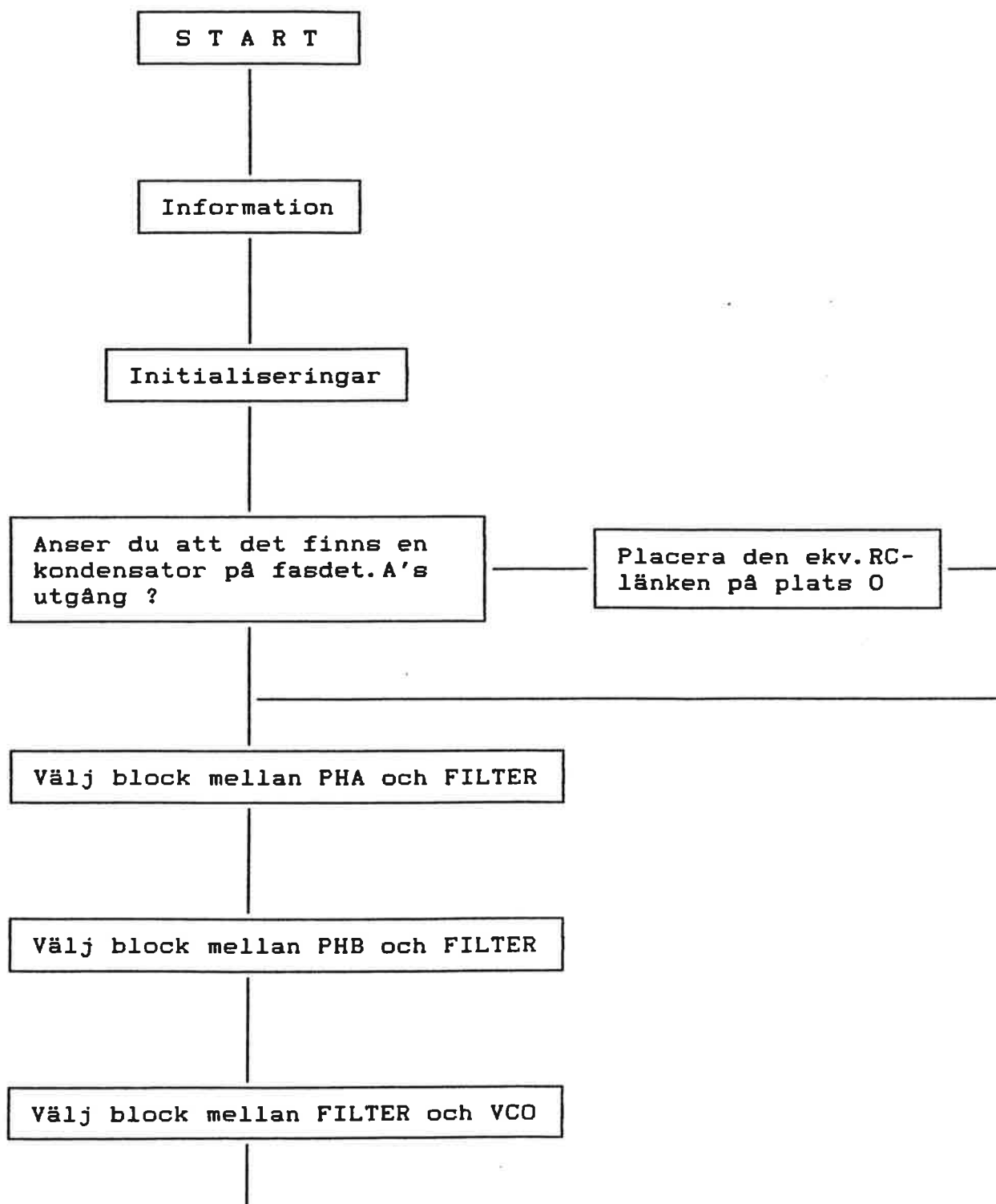
## Flödesschema Dimsy.

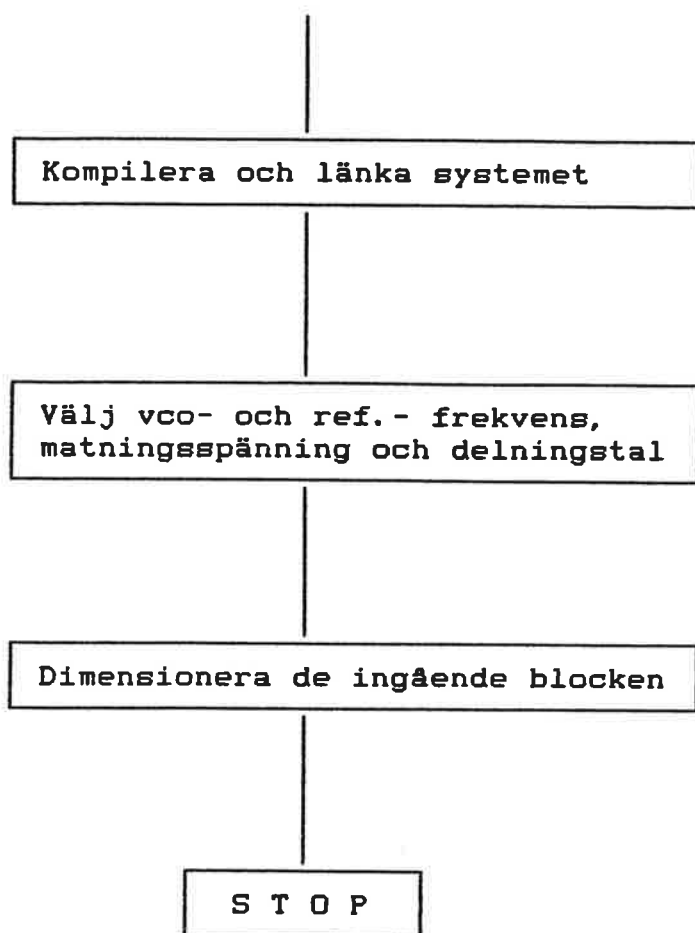




## APPENDIX C.

## Flödesschema Defsy.





```

DISCRETE SYSTEM PHDET1
INPUT hvar
OUTPUT vout voutpda
STATE hk hv flag Q1a Q1b Q2a Q2b vpda
NEW nhk nhv nflag nQ1a nQ1b nQ2a nQ2b nvpda
TIME t
TSAMP ts
a1 = if flag then Q1b else Q1a
a2 = if not flag then Q2b else Q2a
reset1 = if flag and Q2b then 1 else 0
reset2 = if not flag and Q1b then 1 else 0
b1 = if reset1 or reset2 then 0 else if flag and not Q2b then 1 else Q1b
b2 = if reset1 or reset2 then 0 else if (not flag) and (not Q1b) then 1 else Q2b
p1 = if a1 or b1 then 1 else 0
p2 = if a2 or b2 then 0 else 1
v1 = if p1 and p2 then 2.5 else if (not p1) and (not p2) then -2.5 else 0
v2 = if p1 and (not p2) then 15 else 0
nQ1a = a1
nQ1b = b1
nQ2a = a2
nQ2b = b2
HEFLAG = if hk < hv then 1 else 0
h1 = if HEFLAG then hk else hv
fi1 = (h1*twopi)/hkonst
fi = if fi1 < pi then fi1 else fi1-twopi
crest = fi*k
VOUTPDA = if not HEFLAG then crest else vpda
nvpda = VOUTPDA
h = max(h1,minh)
vout = if h<1.1*minh or (hkonst-h)<1.1*minh then 0 else v1+v2
nhk = if HEFLAG then hkonst else hk-hv
nhv = if HEFLAG then hv-hk else hvar
nflag = HEFLAG
ts = t+h
hkonst:1000
Q1a:0
Q1b:0
Q2a:0
Q2b:0
vpda:0
pi:3.141592
twopi:6.283185
k:30
minh:1.0E-3
hk:1000
hv:10
flag:1
END

```

## Manual

I denna manual presenteras de kretsar som vi har modellerat. Manualen är avsedd att användas parallellt med de interaktiva programmen. Kretsarna ritas som block för enklare modellering. In- och ut-signalerna till respektive block är angivna. Signalerna kan studeras vid simuleringen om plot-kommando sätts på dem. De signaler som automatiskt lagras, är skrivna med stora bokstäver.

Vi redovisar elva fördefinierade modeller, från en enkel slinga utan dämpning, till system med flera filter. Dessa kan ses som ett resultat av våra modelleringsförsök. Till sist presenteras det valfria systemet, samt de block som man där kan välja in.



**SIMULERING AV FREKVENSSYNTES**  
**Manual**

**Innehållsförteckning**

0. Givna kretsar
1. Föreslagna kretsar
2. Systemmodeller

0. Givna kretsar

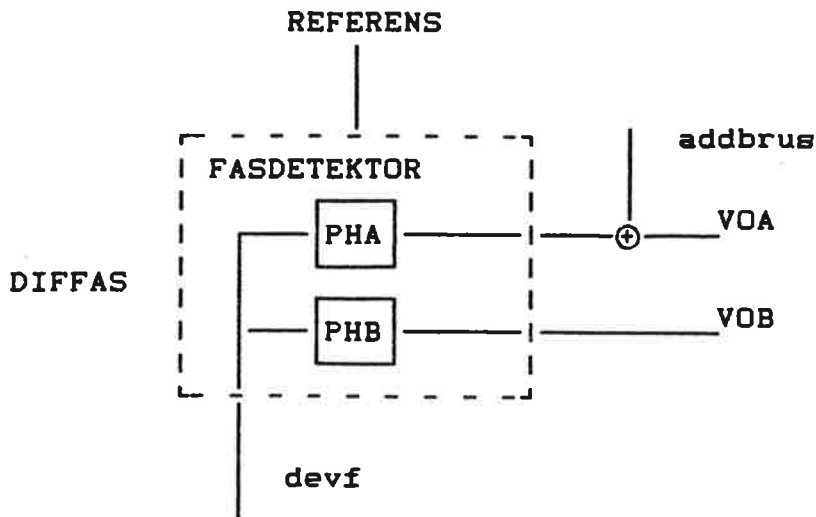


Fig. 0.1. Fasdetektor  
DIFFAS, visar fasdifferensen.  
addbrus, representerar brus på utgången av fasdetektorn.

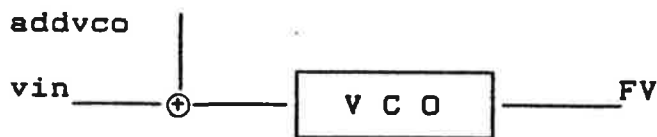


Fig. 0.2. VCO  
addvco, representerar modulering på VCO:ns ingång

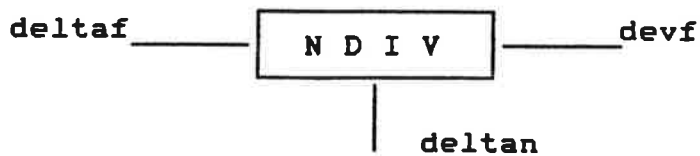
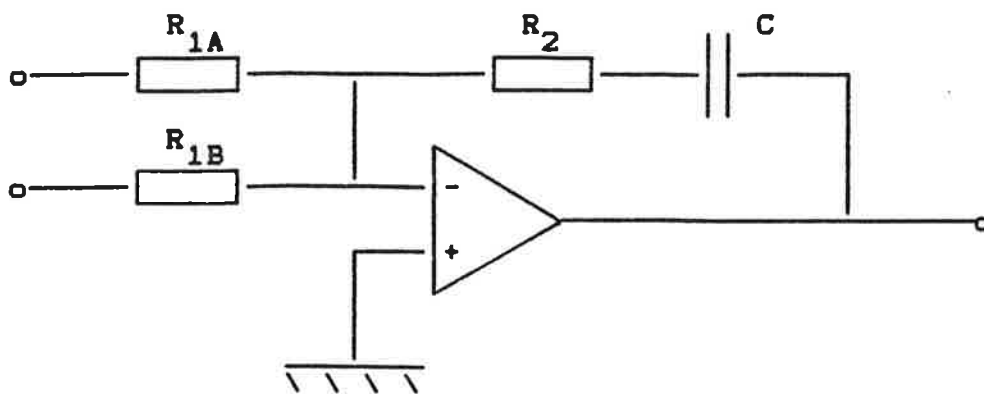


Fig. 0.3. N-delare  
deltan, är det antal kanaler man vill hoppa.

**SIMULERING AV FREKVENSSYNTES**  
Manual

1. Föreslagna kretsar



( a )



( b )

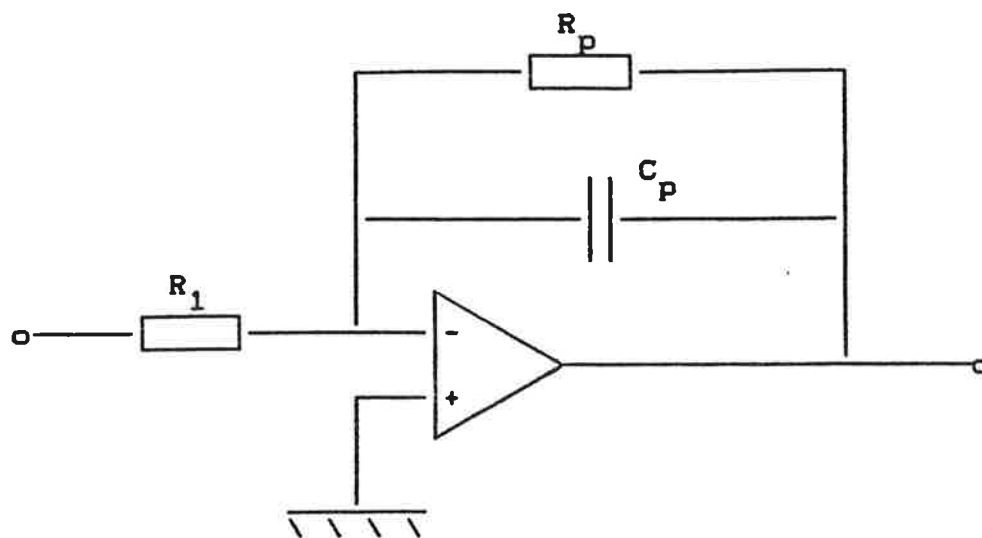
Fig. 1.1 Slingfilter.

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

addamp, representerar brus på ingången till op-förstärkaren.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual



( a )



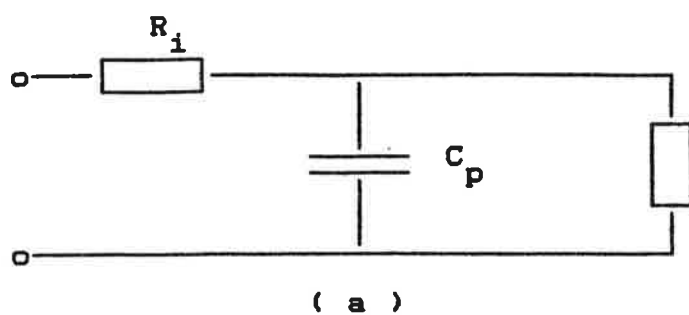
( b )

Fig. 1.2. Aktiv urladdande integrator

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual



$R_l$  ,  $R_l$  är ingångsmotstånd  
till slingfiltret

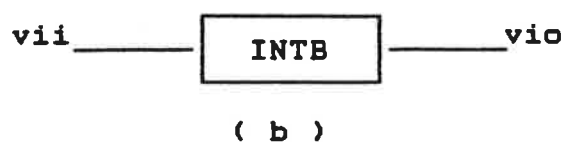


Fig. 1.3. Passiv urladdande integrator  
( a ) krets  
( b ) block med in- och ut-signal

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

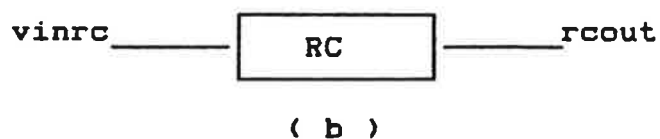
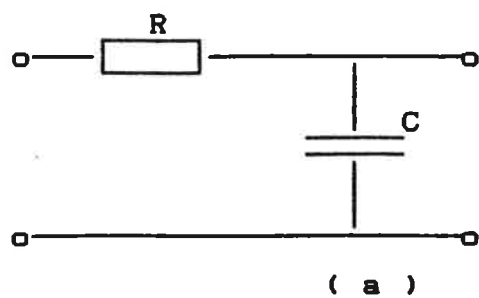


Fig. 1.4. RC-filter

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

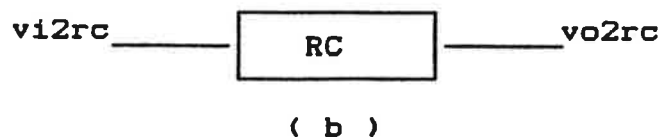
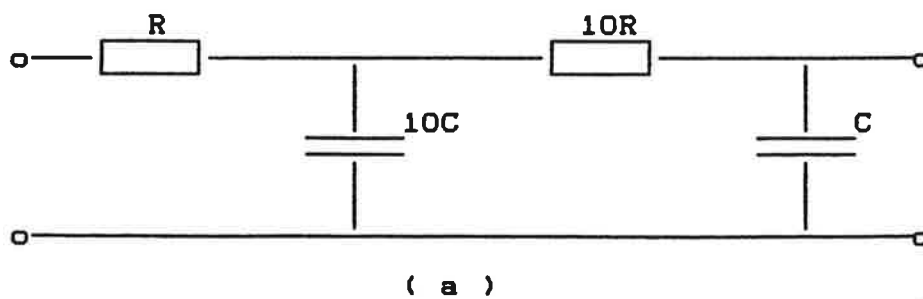
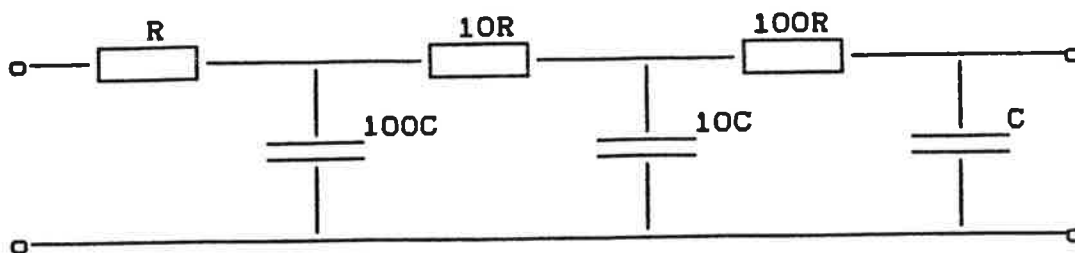


Fig. 1.5. RC-filter av andra ordningen.

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual



( a )



( b )

Fig. 1.6. RC-filter av tredje ordningen.

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

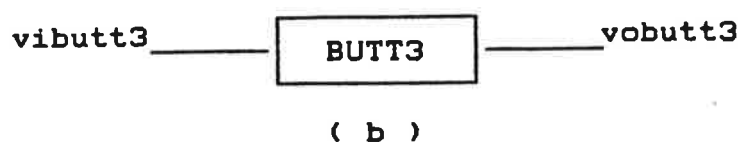
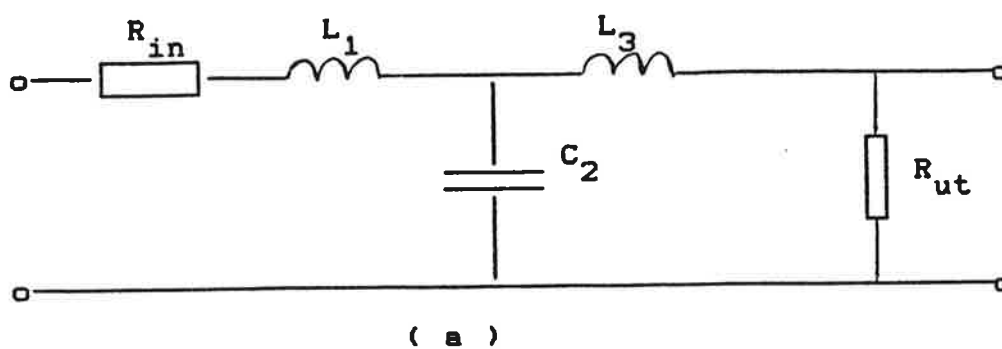
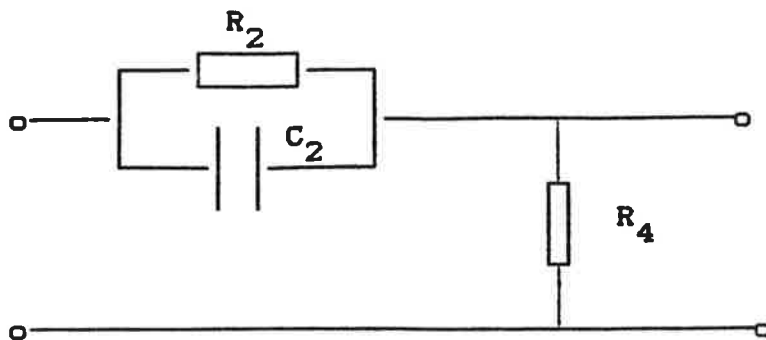


Fig. 1.7. Butterworth-filter av tredje ordningen.  
( a ) krets  
( b ) block med in- och ut-signal



SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual



( a )



( b )

Fig. 1.8. Fasavancerande nät.

( a ) krets

( b ) block med in- och ut-signal

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

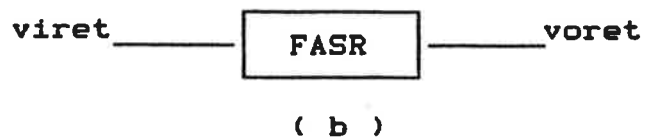
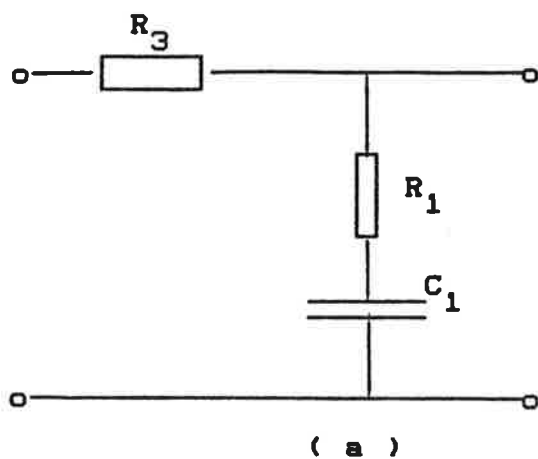


Fig. 1.9. Fasretarderande nät  
( a ) krets  
( b ) block med in- och ut-signal

2. Systemmodeller

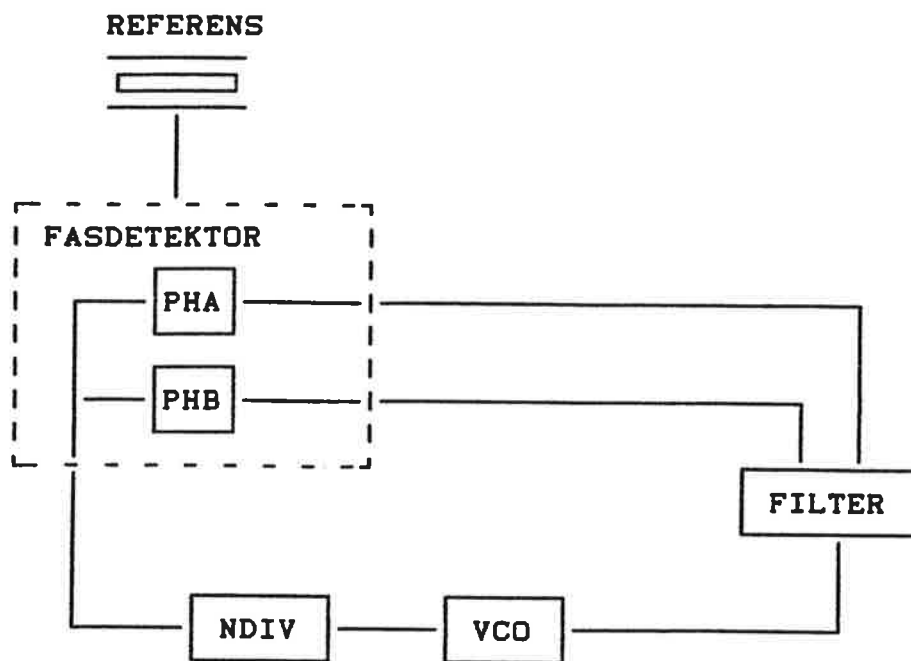


Fig. 2.1. Blockschema PLL88.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

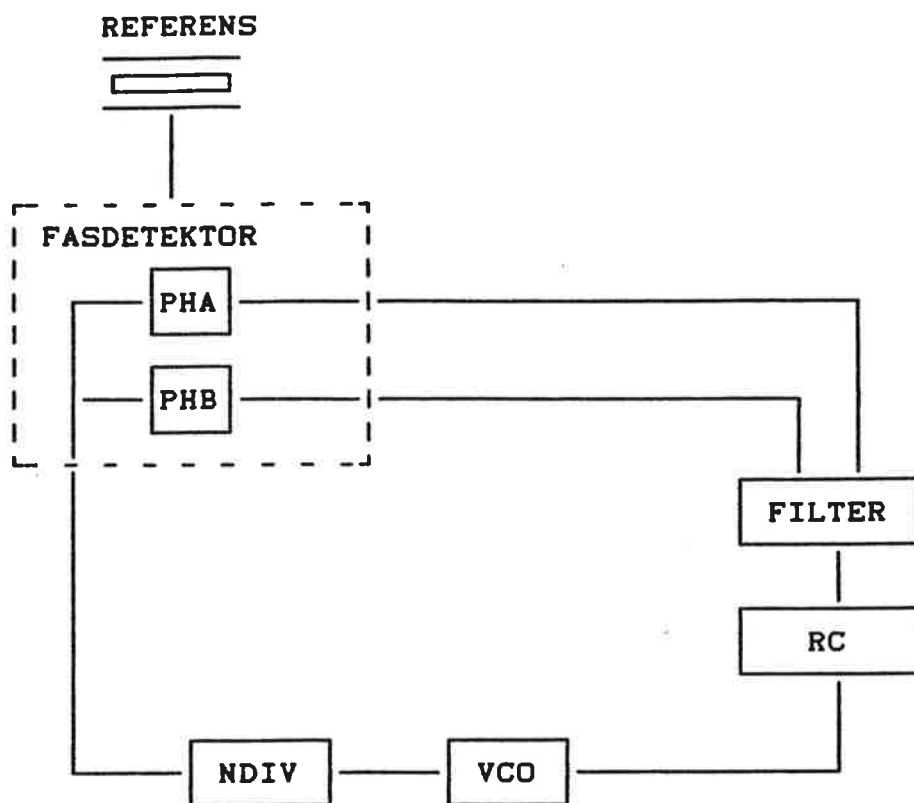


Fig. 2.2. Blockschema PLL88RC.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

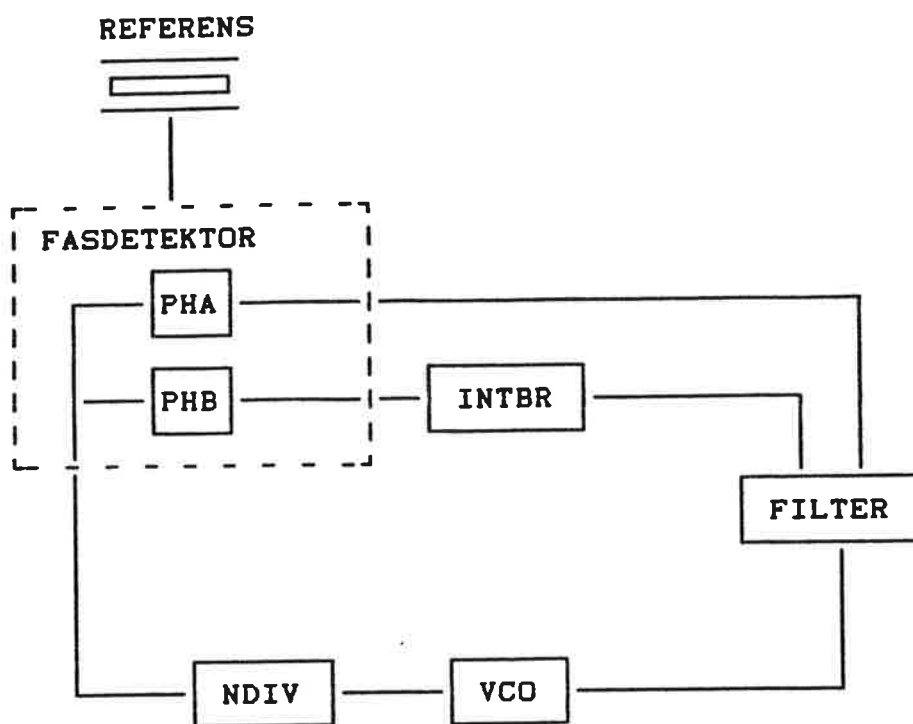


Fig. 2.3. Blockschema PLL1R.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

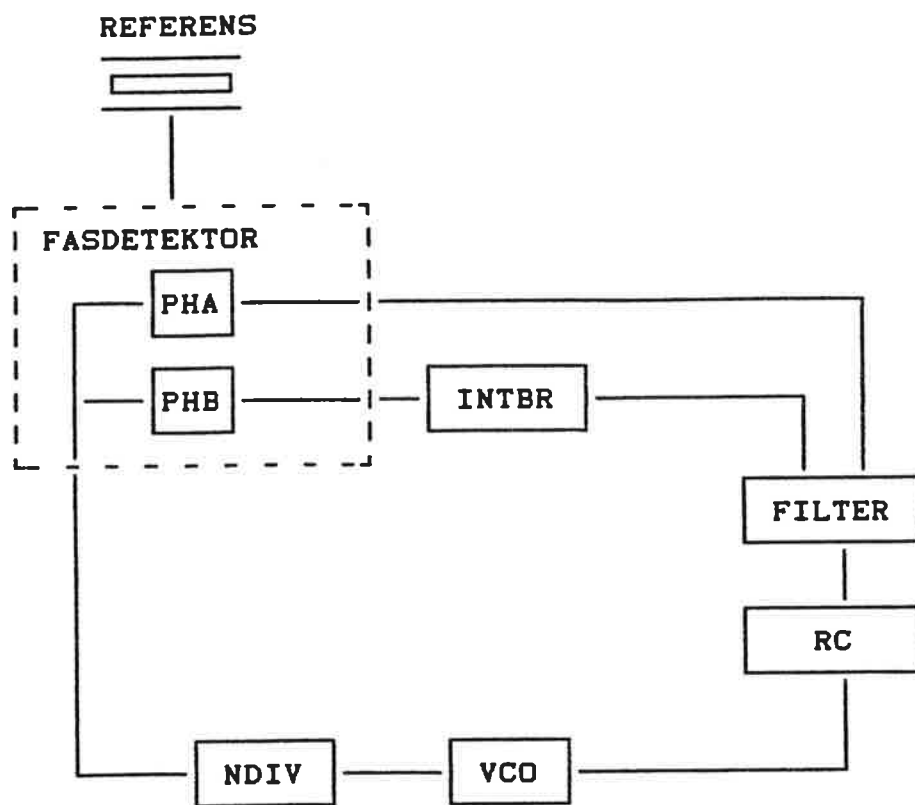


Fig. 2.4. Blockschema PLL1RC.

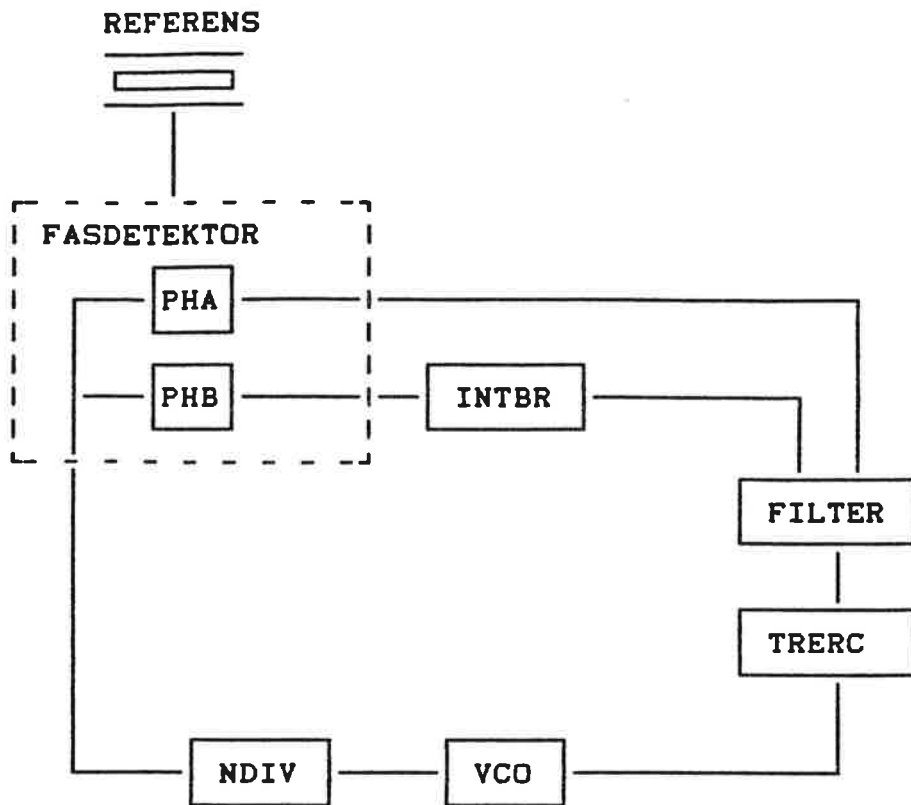


Fig. 2.5. Blockschema PLL3RC.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

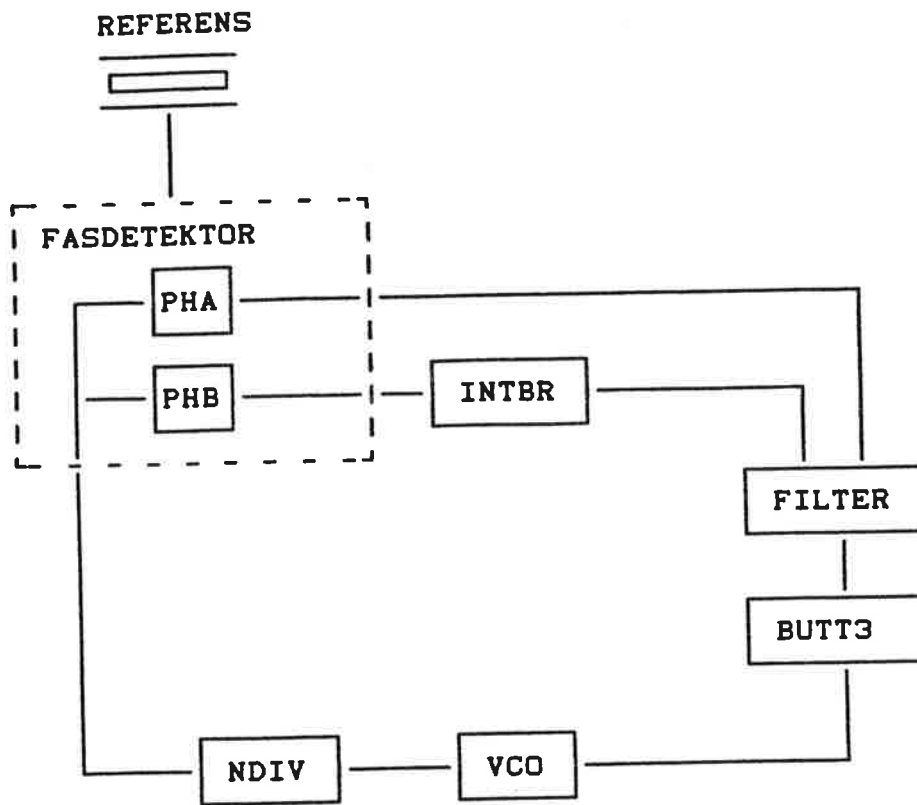


Fig. 2.6. Blockschema PLLB3.



SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

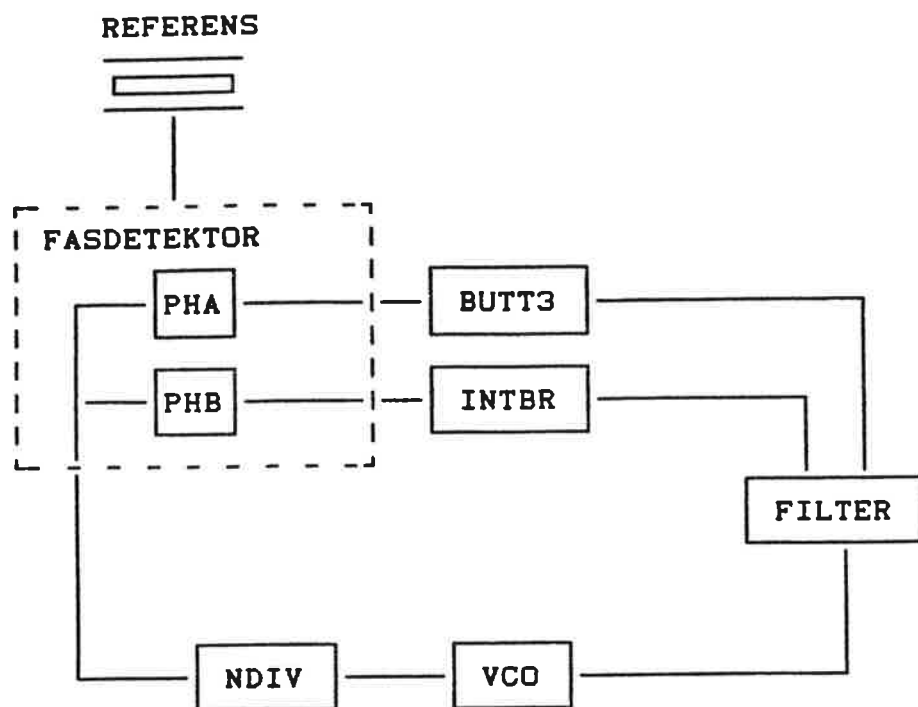


Fig. 2.7. Blockschema PLLB3A.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

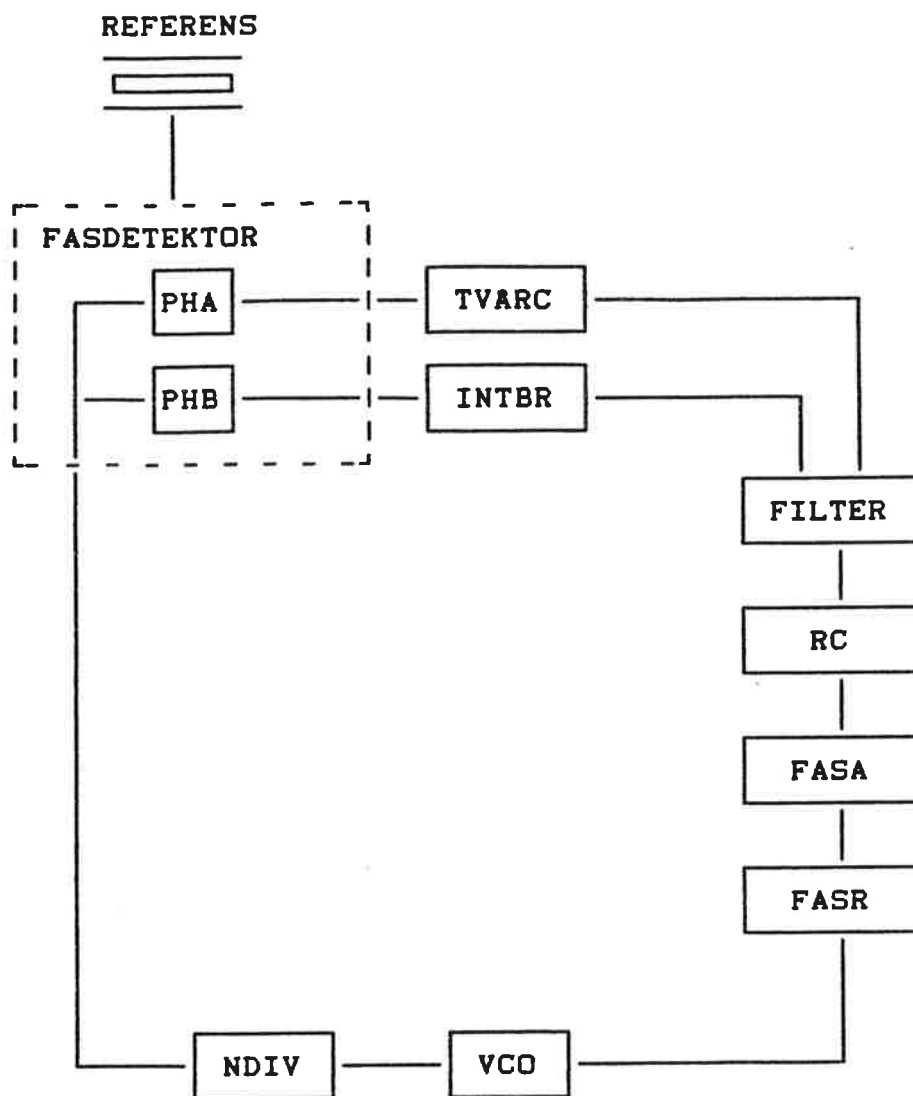


Fig. 2.8. Blockschema PLLAR.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

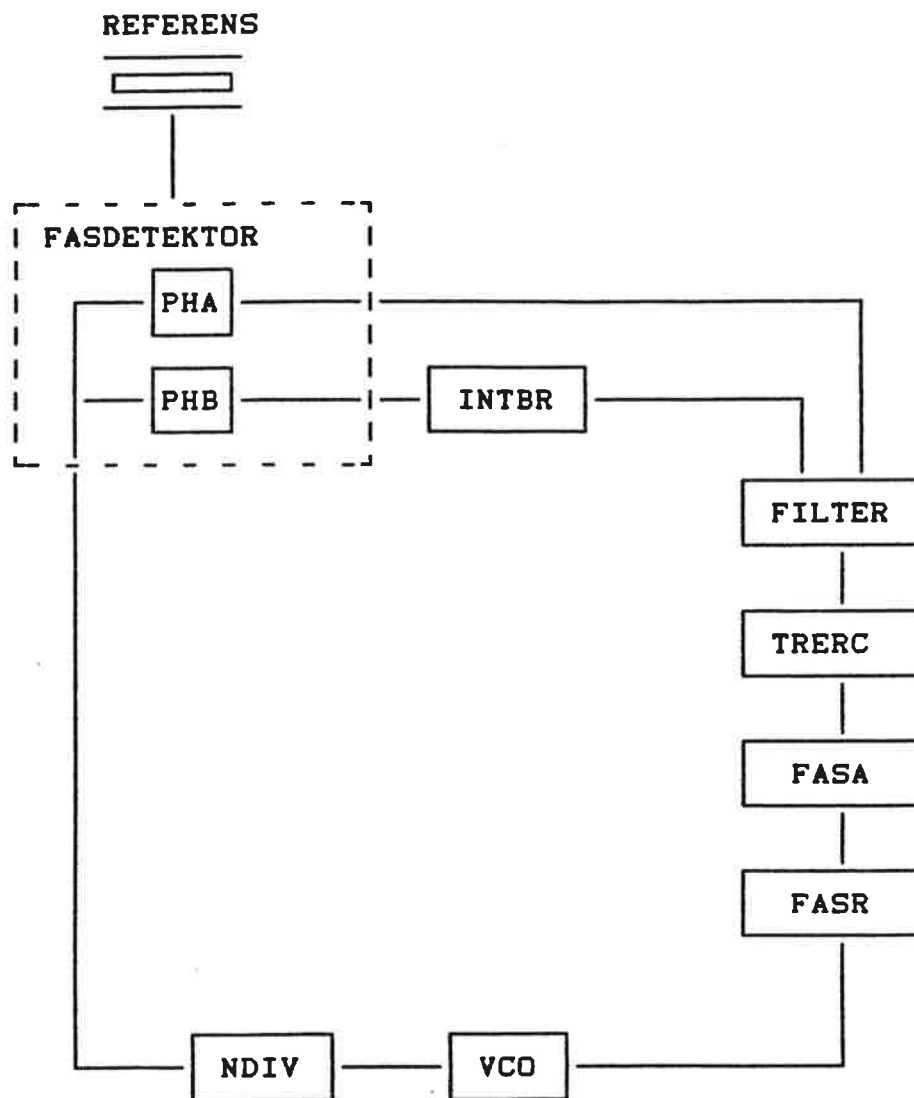


Fig. 2.9. Blockschema PLLT2.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

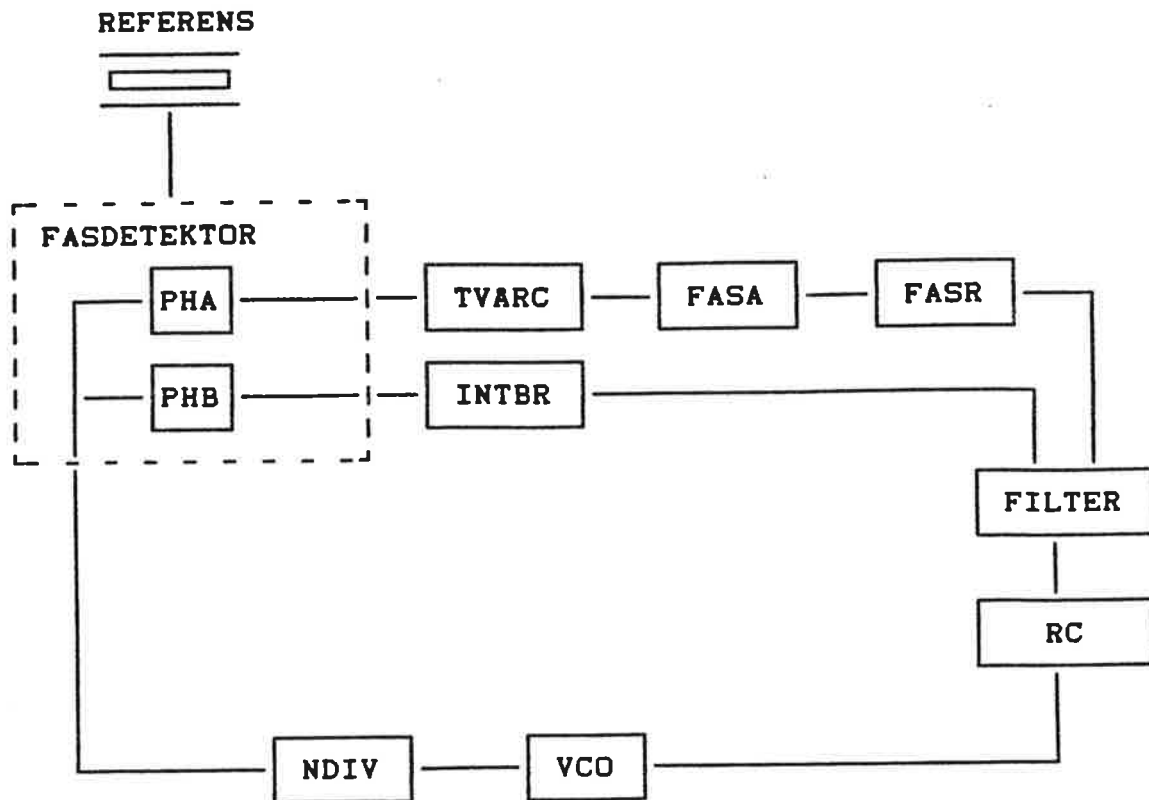


Fig. 2.10. Blockschema PLLTS.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

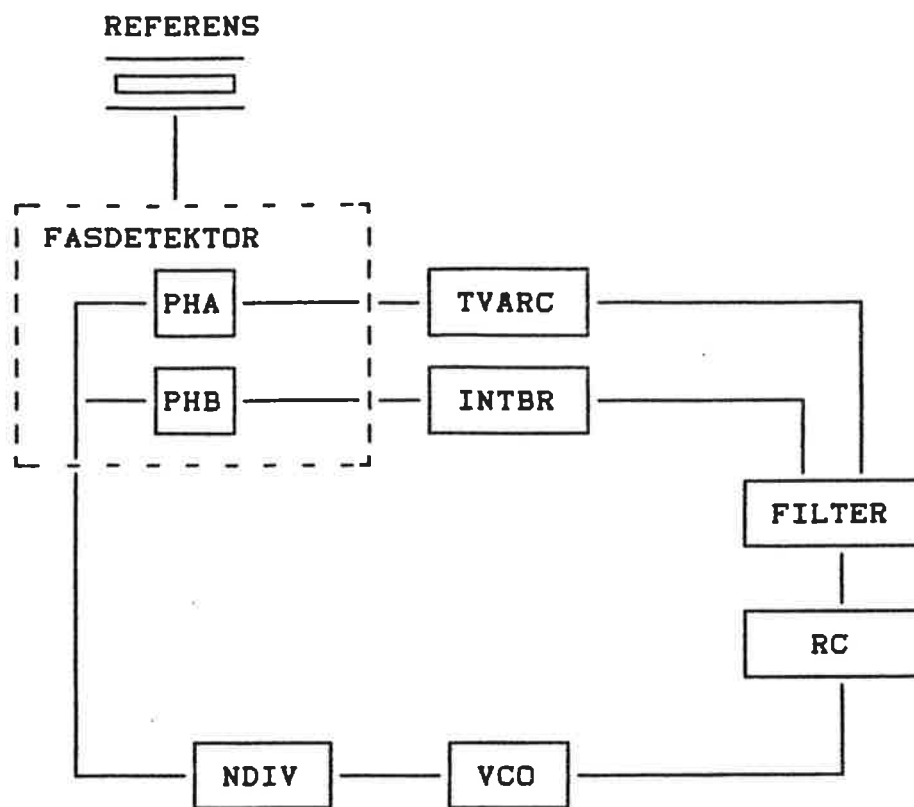


Fig. 2.11. Blockschema PLLT9.

SIMULERING AV FREKVENSSYNTES  
Manual

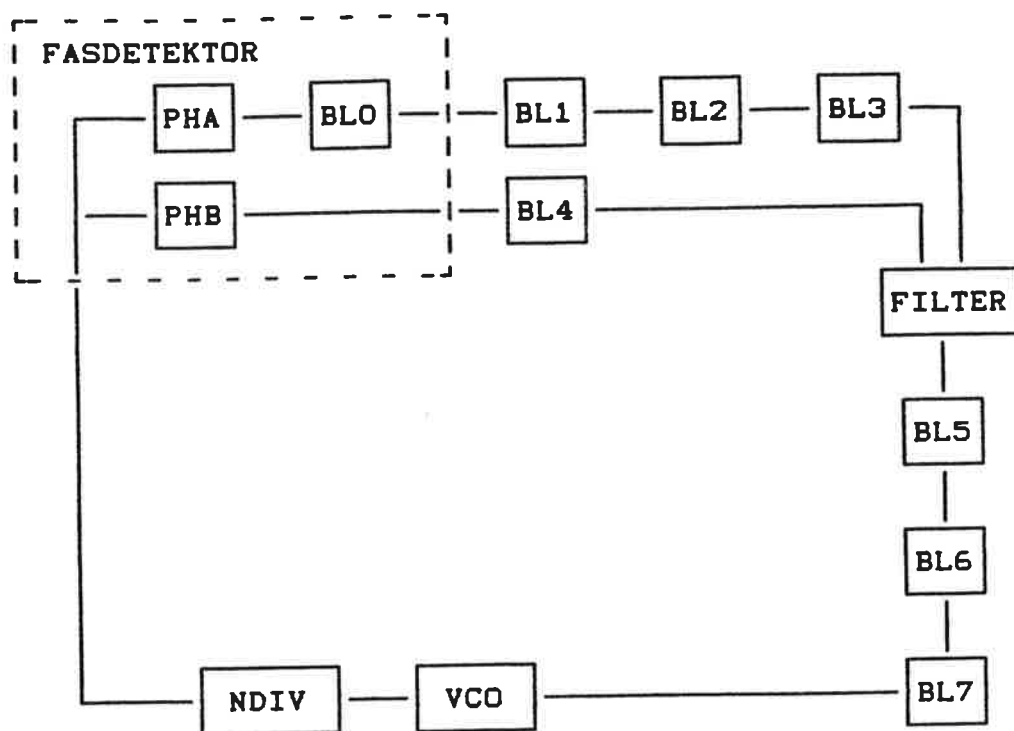


Fig. 2.12. Blockschema Defsy.

**SIMULERING AV FREKVENSSYNTES**  
**Manual**

Följande block till den valfria loopen (defsy),  
finns att tillgå.

RC	RC-filter
TVARC	RC-filter av andra ordningen
TRERC	RC-filter av tredje ordningen
BUTT3	butterworthfilter av tredje ordningen
INTB	Passiv urladdande integrator
INTBR	Aktiv urladdande integrator
FASA	Fasavancerande filter
FASR	Fasretarderande filter
EKVRC	Ekvivalent RC-filter, endast block 0