

Karolinska Institutet

Teknisk audiologi

KTH

100 44 Stockholm 70

Åke Olofsson

TA 89

1978

ETT PROGRAMPAKET FÖR MÄTNING, SYNTES OCH ANALYS AV LINJÄRA TIDSKONTINUERLIGA OCH TIDSDISKRETA SYSTEM

Preliminärrapport

SAMMANFATTNING

Under de senaste åren har vid institutionen för teknisk audiologi utvecklats ett programpaket för analys och syntes av linjära system, kallat NASP (Network Analysis and Synthesis Package).

Paketet medger mätning och plottning av amplitud- och faskurvor för t.ex. hörapparater och filter, samt, utgående från dessa, syntes av både tidskontinuerliga och tidsdiskreta nätverk med samma frekvensgenskaper. Det syntetiserade nätverket kan därefter analyseras med avseende på amplitud- och faskurvor, pulssvar, stegsvar och grupplöptid. Möjlighet finns även att ändra parametrar i nätverket.

Programpaketet syntetiserar även filter av elliptisk, Butterworth- eller Chebysheftyp med program som framtagits vid institutionen för tillämpad elektronik, KTH, för körning på stordator, men som skrivits om vid teknisk audiologi för att passa i en minidator.

Att syntetisera ett nätverk utifrån en given frekvensfunktion för ett system är ekvivalent med att söka den differentialekvation som styr sambandet mellan insignal och utsignal för systemet. I de fall systemet är ett objekt som skall styras, t.ex. en maskin eller en process, är det nödvändigt att känna systemets differentialekvation för att kunna konstruera en optimal regulator. NASP kan utnyttjas för detta.

NASP kan även utnyttjas för att beräkna ett kompenserrande nätverk till ett system så att det totala systemet får en önskad frekvensfunktion.

Inledning

Programpaketet NASP är uppbyggt kring ett administrativt huvudprogram, som enligt fig. 1 står i kontakt med övriga programsegment. Paketet fungerar interaktivt genom att kommandot återlämnas till huvudprogrammet så snart en begärd aktivitet avslutats. Kommandon som erfordras för att initiera en aktivitet finns listade i appendix I. De olika programsegmenten beskrivs närmare nedan.

NASP kan utnyttjas för en mängd skiftande mätningar inom akustik, mekanik och elektroteknik. Inom akustiken kan mätningar på överföringsfunktioner för ljudåtergivnings-system utföras, liksom mätning av transmissionen mellan olika rum i en byggnad. Mätmetoden är mycket okänslig för störningar och mätningen kan därför utföras utan att omgivningen påverkas därav.

Överhuvudtaget på alla områden där man har möjlighet att stimulera ett fysikaliskt system och mäta ett svar kan NASP användas.

Genom att NASP beräknar den differentialekvation som beskriver sambandet mellan insignal och utsignal får man en bättre fysikalisk bild av mätobjektet, eftersom de i naturen förekommande sambanden mellan storheter av olika slag, såsom kraft, hastighet, acceleration, elektrisk spänning etc., beskrivs av differentialekvationer.

NASP kan även beräkna den differensekvation som beskriver sambandet mellan den samplade in- och utsignalen till mätobjektet, och medger således att detta simuleras i dator. Vid institutionen används detta då vi vill undersöka akustiska system. Systemet mäts och differensekvationen beräknas, varefter systemet simuleras genom ett speciellt simuleringsprogram. Vi har då möjligheten att genomföra psykoakustiska försök, varvid vissa parametrar i systemet kan ändras. Dessa parametrar kan exempelvis vara graden av

olinjaritet hos systemet, och genom att variera denna kan man avgöra hur pass liten den måste göras för att ej påverka den upplevda ljudkvaliteten.

Mätning av frekvensfunktioner

Mätning av frekvensfunktioner utförs av NASP genom att en i datorn lagrad mätsignal läses ut via digital-analogomvandlaren samtidigt som svaret från mätobjektet läses in via analog-digitalomvandlaren. Operatören kan specificera mätsignalens amplitudfunktion genom att bestämma ett antal brytfrekvenser och lutning i dB/oktav mellan dessa. I det normala fallet används dock konstant amplitudfunktion mellan en specificerad lägsta och högsta frekvens. Operatören väljer även om de olika delfrekvenserna skall ligga i fas eller om fasvinklarna skall slumpas. Möjlighet finns även att från skivminne läsa ned önskad frekvensfunktion. När mätsignalens spektrala egenskaper fastlagts, genereras tidssignalen genom invers FFT.

Då det sista samplet i mätsignalen lagts ut till mätobjektet, repeteras omgående signalen ett av operatören fastställt antal gånger. Svaret från mätobjektet medelvärdesbildas över perioderna, och på detta sätt kan inverkan av brus och brum radikalt minskas.

Då mätningen enligt ovan sker med en periodisk signal, ger fouriertransformering med FFT-algoritm rätt resultat på frekvensöverföringsfunktionen. Metoden är även optimal i brusreducerande mening då ju endast de frekvenser som kan analyseras med FFT förekommer i mätsignalen.

För närmare information om teorin bakom mätningförfarandet hänvisas till [1]. Beskrivning av parametersättning vid mätning återfinns i appendix II.

Syntes av filter från uppmätt frekvensfunktion

Som utdata efter fouriertransformering med FFT av en tidssekvens erhålles frekvensfunktionsvärde för ett antal ekvidistant belägna frekvenser, således en samplad frekvensfunktion. Den samplade frekvensfunktionen är det sanna svaret hos systemet om det utsätts för en insignal bestående av cosinussvängningar med dessa specifika frekvenser. Detta är utgångspunkten vid syntesen av det filter vars samplade frekvensfunktion överensstämmer med den specificerade.

Syntes av ett tidskontinuerligt nätverk är ekvivalent med att beräkna en differentialekvation som beskriver sambandet mellan insignal och utsignal. Vid syntes av ett tidsdiskret nätverk beräknas i stället motsvarande differens-ekvation.

Den i NASP utnyttjade metoden kan formuleras enligt följande:

Sök den linjärkombination av variablerna x_i ($0 \leq i \leq m$) och den linjärkombination av variablerna y_i ($0 \leq i \leq p$) som är högst korrelerade med varandra. Variablerna x_i hänförs till insignalen och y_i till utsignalen. I det tidskontinuerliga fallet skall med x_i förstås $\frac{d^i x(t)}{dt^i}$, och i det tidsdiskreta x_{n-i} , varav även betydelsen av y_i framgår. Lösningen till ovanstående erhålles som lösningen av ett egenvärdesproblem. Egenvektorerna i detta ger koefficienterna för variablerna x_i och y_i .

En härledning av den använda algoritmen återfinns i appendix III.

Syntes av filter av elliptisk, Butterworth- och Chebysheftyp

Syntes av digitala elliptiska, Butterworth- och Chebysheffilter sker genom en nedbantad version av ett vid institutionen för tillämpad elektronik utvecklat programpaket.

För närmare beskrivning av detta hänvisas till [2]. Parametervärden som behövs för syntesen framgår av appendix IV.

Analys av syntetiserade nätverk

Analys av vilka egenskaper ett syntetiserat nätverk har sker i NASP utgående från polnollställeskonfigurationen för nätverket. Programmet beräknar amplitud- och faskurvor, grupploppstid, pulssvar samt stegsvar, och plottar dessa på en grafisk skärm. Det maximala antalet poler resp. nollställen som programmet kan hantera är begränsat till 20. Programmet innehåller även en grafisk editor som opererar på en plottbild av s- eller z-plan. Med hjälp av ett grafiskt hårkors kan man addera resp. ta bort enskilda poler och nollställen från planet. Även på detta sätt kan man således utföra syntes av önskade frekvensfunktioner.

Kommandon för analysdelen återfinns i appendix V. Det bör observeras att programmet ej tolererar multipla poler vid beräkning av pulssvar och stegsvar.

Exempel på användningen av NASP

I det exempel som valts för att illustrera en möjlig användning av NASP vill vi försöka mäta ett analogt, tidskontinuerligt lågpassfilter, för att sedan kunna simulera detsamma i dator. Förfarandet blir då följande:

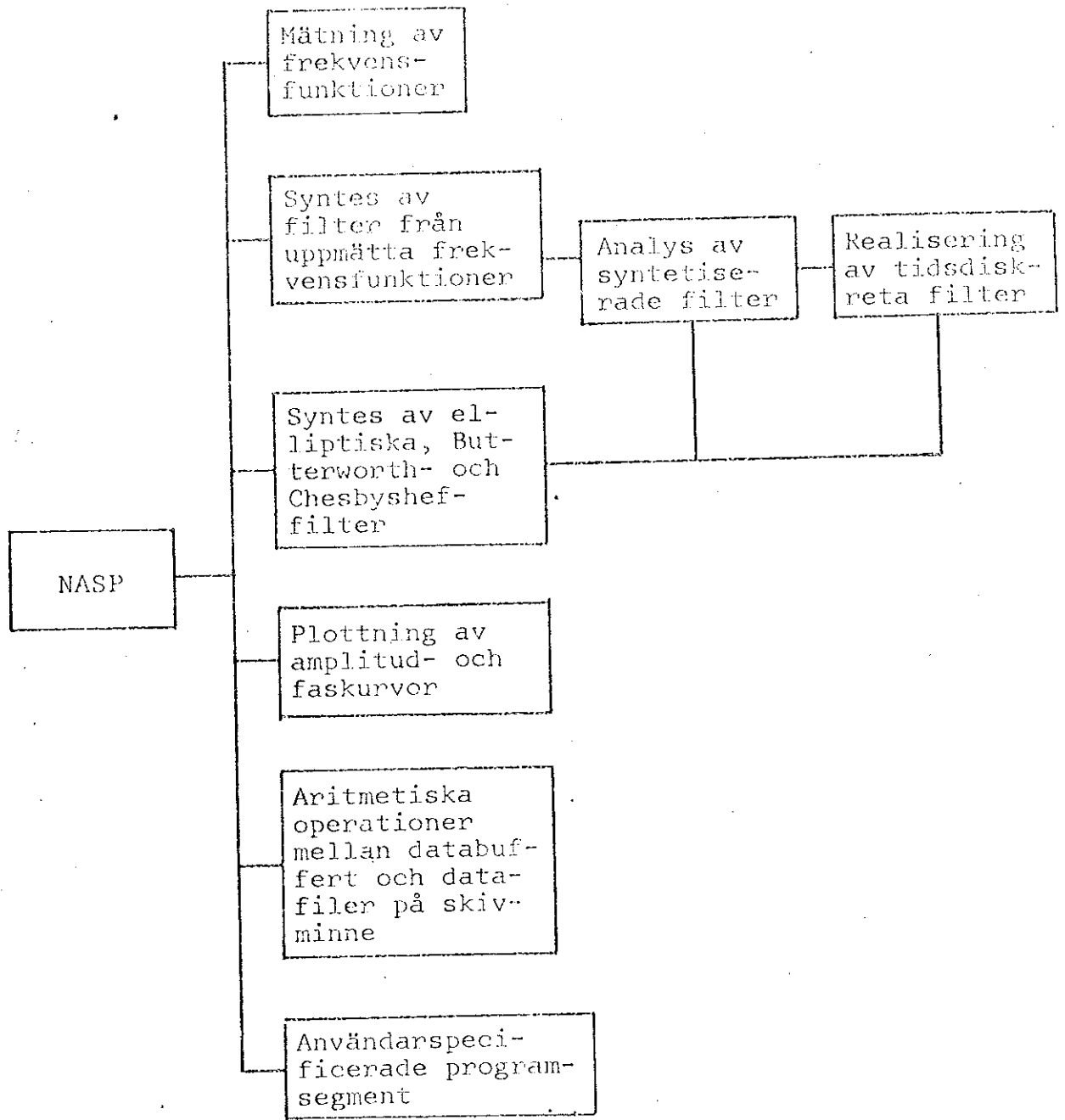
- A.¹⁾ Mät mätkanalens frekvensöverföringsfunktion. Skriv denna på skivminnet under namnet REF.
- B. Mät mätkanalens och mätobjektets frekvensöverföringsfunktion. Dividera denna med skivfilen REF.
- C. Generera plottbilder av amplitud- och faskarakteristik. Dessa återfinns i fig. 2 och fig. 3.
- D. Beräkna det tidsdiskreta nätverk som har samma frekvensfunktion.

1) Bokstäverna återfinnes på motsvarande ställen i den utskrift över körningen som återfinns i appendix VI

- E. Ändra gränsen för högsta frekvens för plottning samt frekvensinkrementet.
- F. Generera plottbilder av pol- och nollställeskonfigurationen (fig. 4), amplitud- och faskurvor (fig. 5), grupplöptid (fig. 6) samt pulssvar (fig. 7).
- G. Utför partialbråksuppdelning och realisering av nätverket i parallellkopplade andragradskretsar.
- H. Mät det i datorn programmerade nätet. Generera plottbilder (fig. 8 och 9).

Referenser:

- Olofsson, Å.: Mätning av amplitud- och faskurvor för
hörapparater med hjälp av minidator.
Rapport TA nr 79 sept. 1975 [1]
- Andersson, E.
Thessén, O. : Datorprogram för konstruktionsberäkningar
på digitala filter
Rapport TR-147 sept. 1972, Institutionen
för tillämpad elektronik [2]



Figur 1 Programstruktur

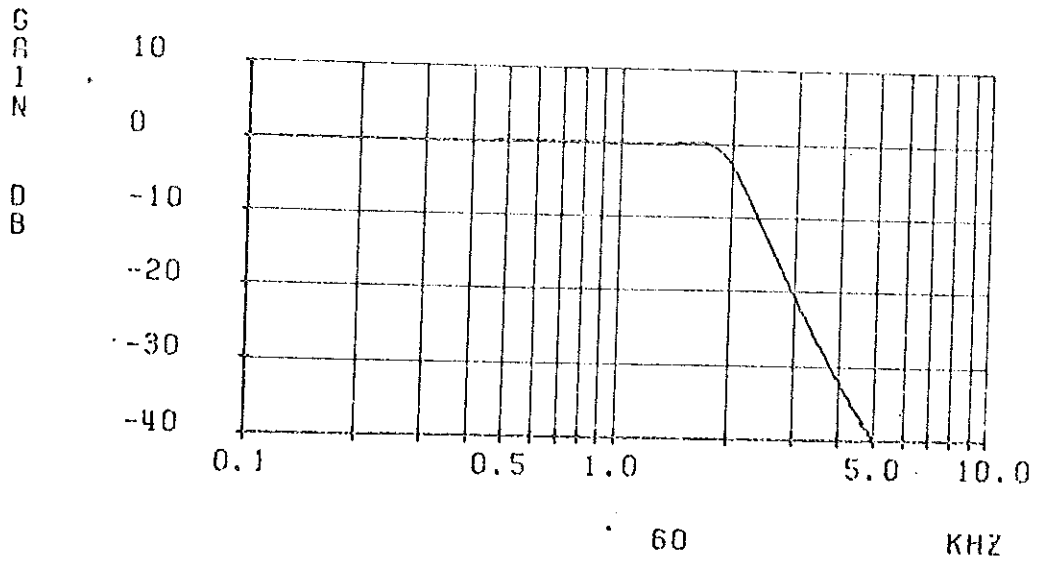


Fig 2. Amplitudkurva för analogt filter.

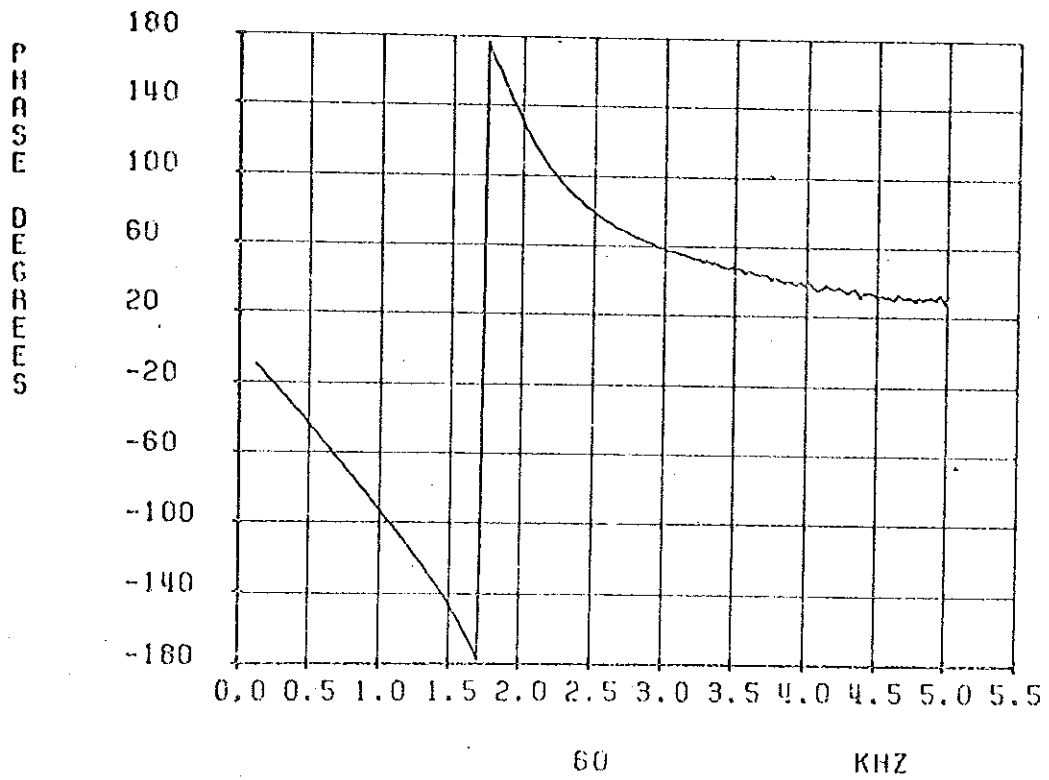


Fig 3. Faskurva för analogt filter

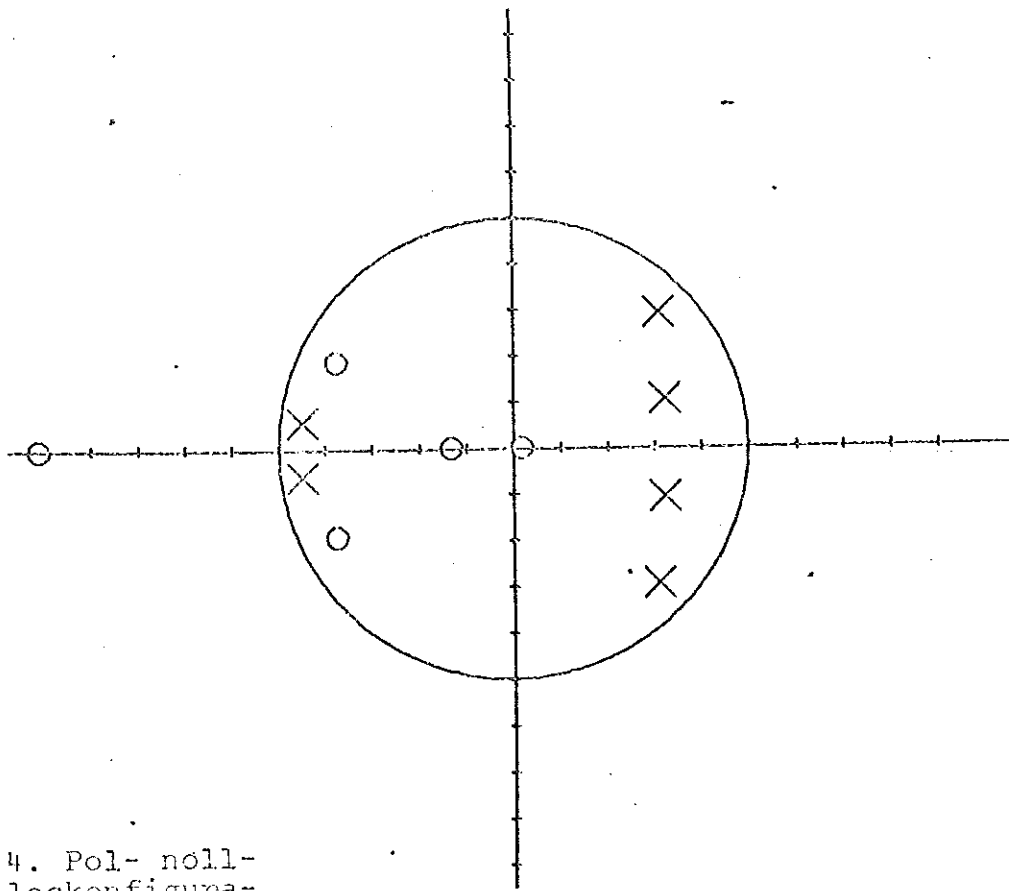


Fig 4. Pol- noll-
ställeskonfigura-
tion för syntetiserat
nätverk

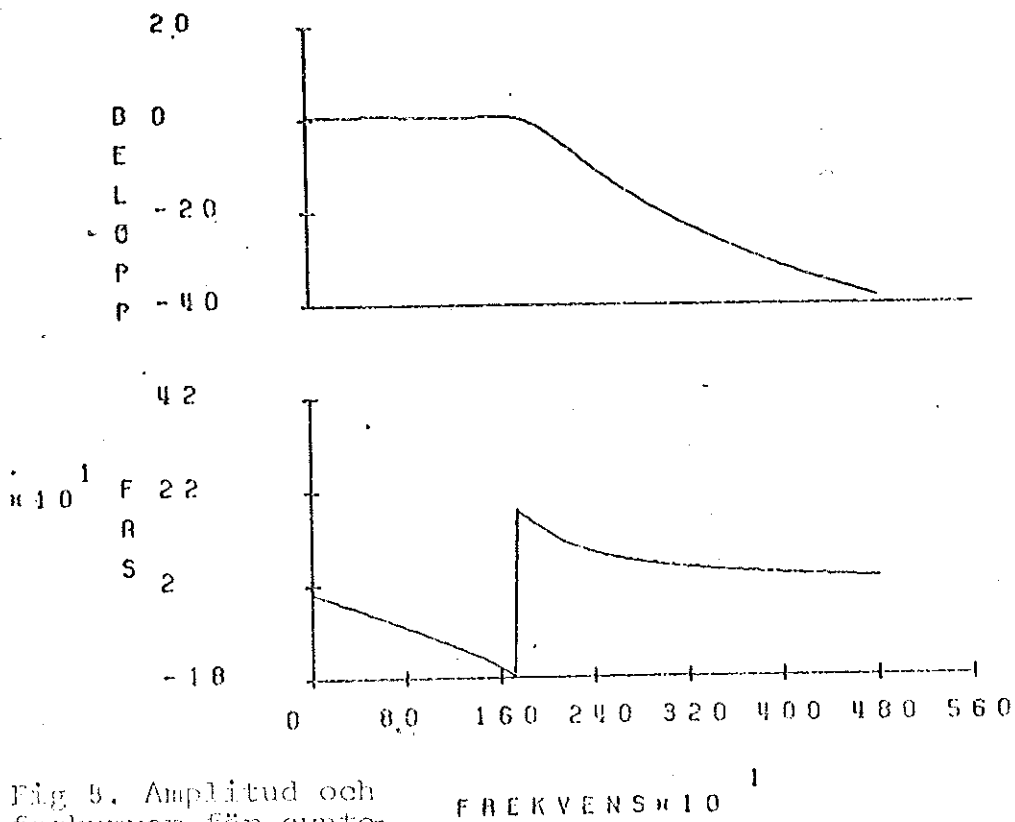


Fig 5. Amplitud och
faskurvor för synte-
tiserat nätverk

FREKVENSN $\times 10^1$

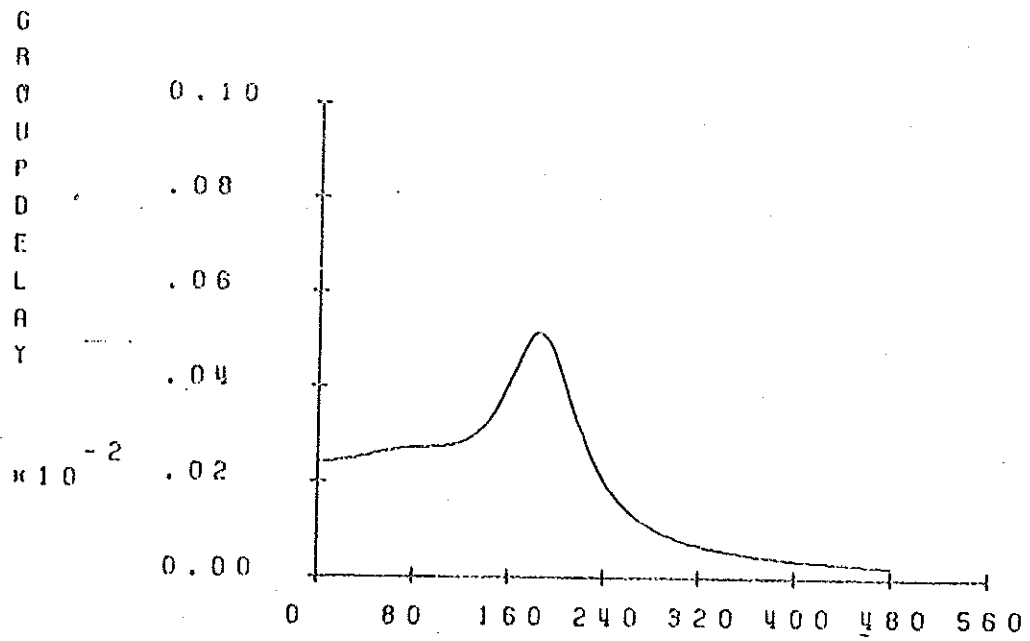


Fig 6. Gruppflöptid
för syntetiserat
nätverk

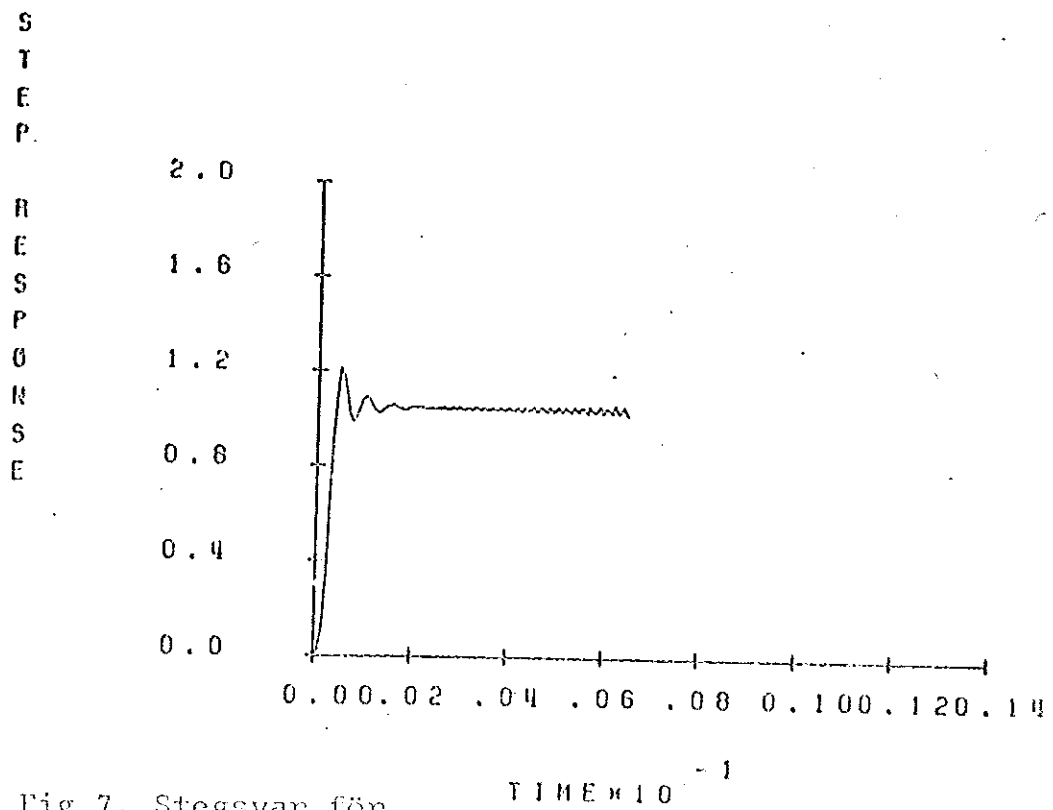


Fig 7. Stegsvär för
syntetiserat nät-
verk

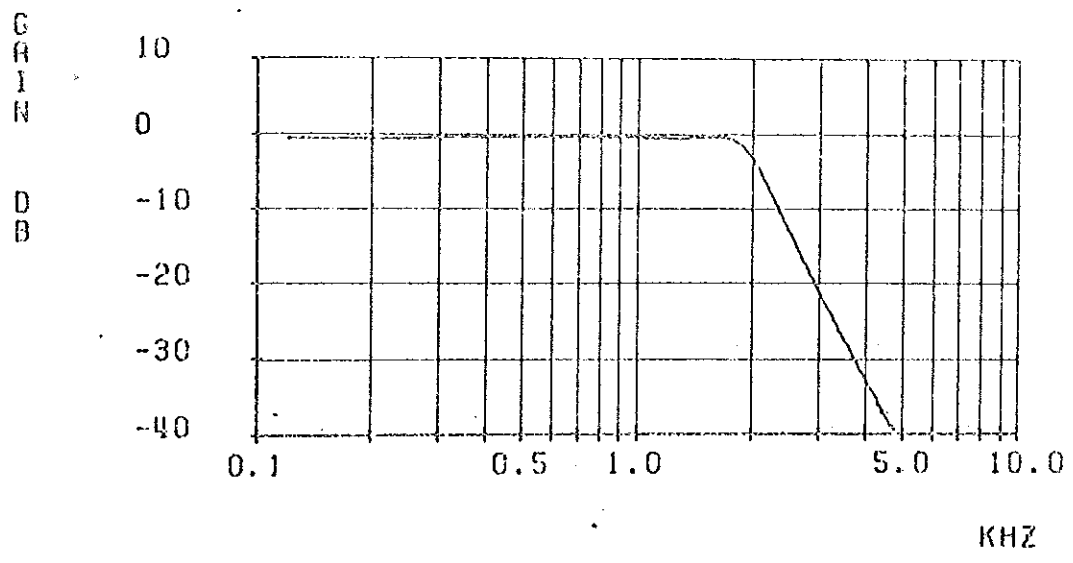


Fig 8. Amplitudkurva för programmerat nätverk

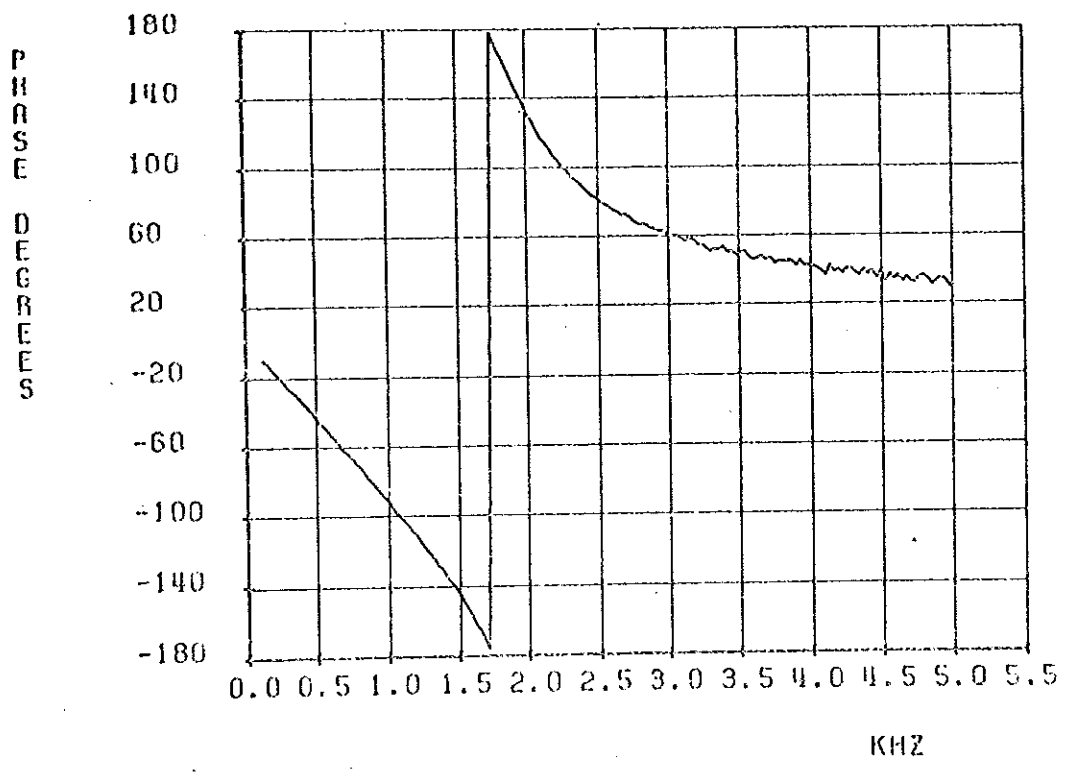


Fig 9. Faskurva för programmerat nätverk

KOMMANDON I NASP

| Kommando | Åtgärd |
|----------|--|
| M | Mätning av tidskontinuerliga tidsdiskreta nätverk. Parametersättning enligt appendix II. Utdata i databuffert. |
| F | Generera plottbilder av amplitud- och faskurvor. |
| Z | Beräkna ett tidsdiskret nätverk. Indata i databuffert. |
| S | Beräkna ett tidskontinuerligt nätverk. Indata i databuffert. |
| F | Beräkna tidsdiskreta filter av elliptisk, Butterworth- och Chebysheftyp. |
| U | Anropa användarspecificerat programsegment. Ändring av innehållet i databuffert kan ske. |
| T | Anropa användarspecificerat programsegment. Ändring av innehållet i databuffert kan inte ske. |
| CM | Multiplitera innehållet i databuffert med en konstant. |
| CA | Addera en konstant till innehållet i databuffert. |
| DW | Skriv innehållet i databufferten till en fil på skivminnet. |
| DR | Läs en fil på skivminnet till databufferten. |
| DM | Multiplitera databufferten med en datafil från skivminnet. Resultatet läggs i databufferten. |

| Kommando | Åtgärd |
|----------|---|
| DD | Dividera databufferten med en datafil från skivminnet. Resultatet läggs i databufferten. |
| DA | Addera databufferten till en datafil från skivminnet. Resultatet läggs i databufferten. |
| DS | Subtrahera en datafil från skivminnet från databufferten. Resultatet läggs i databufferten. |
| L | Ändra samplingsfrekvens och frekvensgränser. |
| B | Skriv manual på terminal. |
| E | Exit |

Parametrar vid mätning

WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

PAR 1 (15.36) IS THE SAMPLING FREQ.
 PAR 2 (0.13) IS THE LOWER FREQ. BOUND OF SIGNAL
 PAR 3 (5.01) IS THE UPPER FREQ. BOUND OF SIGNAL
 PAR 4 (0.) IS THE CORRECTION FACTOR

IPAR 1 (100) IS THE NUMBER OF MEASURING CYCLES
 IPAR 2 (10) IS THE NUMBER OF DUMMY CYCLES
 IPAR 3 (101) IS THE SIGNAL TYPE

Frekvenserna skall uttryckas i kHz. Korrektionsfaktorn kan utnyttjas för att kompensera mätresultatet om förstärkare eller dämpsats använts. IPAR 2 skall ges tillräckligt stort värde så att systemet hinner svänga in sig innan mätningen påbörjas.

Signaltyp

Mätsignalen bestäms med hjälp av signaltypskoden. Den består av tre siffror, vilkas betydelse framgår av nedanstående tabell.

1:a siffran

- | | |
|---|---|
| 1 | Mätning av frekvensöverföringen för en kanal |
| 2 | Mätning av digitalt nätverk |
| 3 | Special |
| 5 | Mätning först av mätkanal och sedan av mätkanal med inkopplat mätobjekt. Utdata är mätobjektets frekvensfunktion. |
| 6 | Special |

2:a siffran

- | | |
|---|--|
| 0 | Konstant amplitudfunktion |
| 1 | Användarspecificerad amplitudfunktion |
| 3 | Amplitudfunktionen bestäms av skivminnesfil. Används |

då samma amplitudkarakteristik använts tidigare.¹⁾

4. Amplitudfunktionen bestäms av skivminnesfil. Används
då samma amplitudkarakteristik ej använts tidigare.

3:e siffran

- 0 Samtliga frekvenser i fas
1 Fasvinklarna slumpade
3 Fasfunktionen bestäms av skivminnesfil

1) OBS! Vid mättillfället måste 4 ha använts innan 3 kan utnyttjas.

Beviset för algoritmen genomförs endast för det tidsdiskreta fallet. Algoritmen i det tidskontinuerliga fallet är likartad. Ansätt

$$v_n = b_0 y_n + b_1 y_{n-1} + \dots + b_m y_{n-m}$$

$$w_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + \dots + a_m x_{n-m}$$

Korrelationen mellan v_n och w_n kan tecknas

$$\rho_{vw} = \frac{r_{vw}(0)}{[r_{vv}(0)r_{ww}(0)]^{1/2}}$$

där

$$r_{vw}(0) = E\{v_n w_n\} = E\{a_0 b_0 y_n x_n + \dots + a_m b_m y_{n-m} x_{n-m}\} =$$

$$= r_{yx}(0)(a_0 b_0 + \dots + a_m b_m) + \dots =$$

$$= r_{yx}(0) \sum_{i=0}^m a_i b_i + r_{yx}(1) \sum_{i=0}^{m-1} a_{i+1} b_i + \dots + r_{yx}(m) a_m b_0 +$$

$$+ r_{yx}(-1) \sum_{i=0}^{m-1} a_i b_{i+1} + \dots + r_{yx}(-m) a_0 b_m \quad (1)$$

$$r_{vv}(0) = r_{yy}(0) \sum_{i=0}^m b_i^2 + r_{yy}(1) \cdot 2 \sum_{i=0}^{m-1} b_i b_{i+1} + \dots + r_{yy}(m) \cdot 2 b_0 b_m \quad (2)$$

$$r_{ww}(0) = r_{xx}(0) \sum_{i=0}^m a_i^2 + r_{xx}(1) \cdot 2 \sum_{i=0}^{m-1} a_i a_{i+1} + \dots + r_{xx}(m) \cdot 2 a_0 a_m \quad (3)$$

$r_{xx}(k)$ och $r_{yy}(k)$ är autokorrelationsfunktionens värde vid tidsförskjutningen $k \cdot T$ (T är samplingsintervallet) för insignal resp. utsignal och $r_{yx}(k)$ är korskorrelationsfunktionens värde mellan utsignal och insignal vid tidsförskjutningen $k \cdot T$.

Maximal korrelation fås för de värden på a_j och b_j som uppfyller

$$\frac{\partial \rho_{vu}}{\partial a_j} = \left[\frac{r_{vv}}{r_{ww}} \right]^{1/2} \cdot \frac{1}{r_{vv} r_{ww}} \left\{ r_{vw} \frac{\partial r_{vw}}{\partial a_j} - r_{vw} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial r_{ww}}{\partial a_j} \right\} = 0 \quad (4)$$

$$\frac{\partial \rho_{vw}}{\partial b_j} = \left[\frac{r_{ww}}{r_{vv}} \right]^{1/2} \cdot \frac{1}{r_{ww} r_{vv}} \left\{ r_{vv} \frac{\partial r_{vw}}{\partial b_j} - r_{vw} \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial r_{vv}}{\partial b_j} \right\} = 0 \quad (5)$$

där för enkelhets skull $r_{vw}(0)$ skrivits r_{vw} och motsvarande gäller $r_{vv}(0)$ och $r_{ww}(0)$.

Om (1) och (3) insättes i (4) och (1) och (2) i (5) fås ekvationssystemen

$$r_{ww} R_{yx} \underline{b} = r_{vw} R_{xx} \underline{a} \quad (6)$$

$$r_{vv} R_{yx}^T \underline{a} = r_{vw} R_{yy} \underline{b} \quad (7)$$

där

$$R_{yx} = \begin{bmatrix} r_{yx}(0) & r_{yx}(-1) & \dots & r_{yx}(-m) \\ r_{yx}(1) & r_{yx}(0) & & \\ & & & \\ r_{yx}(m) & & & r_{yx}(0) \end{bmatrix}$$

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \dots & r_{xx}(m) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & & r_{xx}(m-1) \\ & & & \\ r_{xx}(m) & & & r_{xx}(0) \end{bmatrix}$$

$$R_{yy} = \begin{pmatrix} r_{yy}^{(0)} & r_{yy}^{(1)} & \dots & r_{yy}^{(m)} \\ r_{yy}^{(1)} & r_{yy}^{(0)} & & r_{yy}^{(m-1)} \\ & & \ddots & \\ r_{yy}^{(m)} & & & r_{yy}^{(0)} \end{pmatrix}$$

$$\underline{a} = (a_0, a_1, \dots, a_m)^T$$

$$\underline{b} = (b_0, b_1, \dots, b_m)^T$$

Ur (6) erhålles

$$\underline{a} = \frac{r_{ww}}{r_{vw}} R_{xx}^{-1} R_{yx} \underline{b} \quad (8)$$

Insättes detta i (7) fås

$$\frac{r_{vv} r_{ww}}{r_{vw}^2} R_{yx}^T R_{xx}^{-1} R_{yx} \underline{b} = R_{yy} \underline{b} \quad (9)$$

$$\text{Eftersom } \frac{r_{vv} r_{ww}}{r_{vw}^2} = \frac{1}{\rho_{vw}^2}$$

kan (9) skrivas om som

$$\rho_{vw}^2 \underline{b} = R_{yy}^{-1} R_{yx}^T R_{xx}^{-1} R_{yx} \underline{b}$$

dvs.

$$(\rho_{vw}^2 I - R_{yy}^{-1} R_{yx}^T R_{xx}^{-1} R_{yx}) \underline{b} = 0$$

där I är enhetsmatrisen. Detta innebär att ρ_{vw}^2 är egenvärde till matrisen $R_{yy}^{-1} R_{yx}^T R_{xx}^{-1} R_{yx}$ och att vektorn \underline{b} är motsvarande egenvektor.

Då

$$\frac{r_{ww}}{r_{vw}} = \frac{1}{\rho_{vw}} \cdot \sqrt{\frac{r_{ww}}{r_{vv}}}$$

och det är rimligt att anta att

$r_{ww}(0) = r_{vv}(0)$ så erhålls vektorn \underline{a} ur (8) som

$$\underline{a} = \frac{1}{\rho_{vw}} \cdot R_{xx}^{-1} R_{yx} \underline{b}$$

Parametrar för beräkning av elliptiska, Butterworth- och Chebysheffilter

Filtertyp

- 1 Elliptiskt filter
- 2 Chebysheffilter
- 3 Butterworthfilter

Amplitudkaraktistik

- 1 LP filter
- 2 HP filter
- 3 BP filter
- 4 BS filter

Max. rippel

Ange maximalt tillåtet rippel i passbandet uttryckt i dB.

Dämpning

Ange minsta tillåten dämpning i spärbanden uttryckt i dB.

Brytfrekvenser

Ange brytfrekvenser i Hz för filtret, från lägsta till högsta frekvens. (I LP- och HP-fallen anges två frekvenser, annars fyra.)

Kommandon i analyssegment

Z-PLANE ANALYSIS PROGRAM

I INITIATE
 Z Z-PLANE PLOT
 F FREQUENCY AND PHASE PLOT
 P PULSE RESPONSE PLOT
 S STEP RESPONSE PLOT
 A WRITE CURRENT POLES AND ZEROES ON TERMINAL
 D WRITE CURRENT POLES AND ZEROES ON DISC
 E EXIT
 R PARTIAL FRACTION EXPANSION
 K READ POLES AND ZEROES FROM DISCFILE
 L GIVE PROGRAM PARAMETERS
 U UPPER FREQUENCY DEFAULT 15000 HZ
 L LOWER FREQUENCY DEFAULT 0 HZ
 I FREQUENCY INCREMENT DEFAULT 300 HZ
 C SCALEFACTOR IN DB DEFAULT 0 DB
 T TIME FOR PULSE AND STEP RESPONSE CALCULATION
 DEFAULT 100 MS
 M MODE INDICATING AXIS OR NOT
 S SAMPLING FREQUENCY DEFAULT 30000 HZ

S-PLANE ANALYSIS PROGRAM

I INITIATE
 Z S-PLANE PLOT
 F FREQUENCY AND PHASE PLOT
 P PULSE RESPONSE PLOT
 S STEP RESPONSE PLOT
 A WRITE CURRENT POLES AND ZEROES ON TERMINAL
 D WRITE CURRENT POLES AND ZEROES ON DISC
 E EXIT
 R PARTIAL FRACTION EXPANSION
 K READ POLES AND ZEROES FROM DISCFILE
 L GIVE PROGRAM PARAMETERS
 U UPPER FREQUENCY DEFAULT 15000 HZ
 L LOWER FREQUENCY DEFAULT 0 HZ
 I FREQUENCY INCREMENT DEFAULT 300 HZ
 C SCALEFACTOR IN DB DEFAULT 0 DB
 T TIME FOR PULSE AND STEP RESPONSE CALCULATION
 DEFAULT 100 MS
 M MODE INDICATING AXIS OR NOT
 S NORMALIZING FREQUENCY IN RAD./SEC.

Exempel på körning av NASP

```

? SEX NASP
**SEX NASP
  DATUM: 76-01-28
A  !M
      WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

      PAR 1 (15.36 ) IS THE SAMPLING FREQ.
      PAR 2 (0.13  ) IS THE LOWER FREQ. BOUND OF SIGNAL
      PAR 3 (5.01  ) IS THE UPPER FREQ. BOUND OF SIGNAL
      PAR 4 (0.    ) IS THE CORRECTION FACTOR

      IPAR 1 ( 100) IS THE NUMBER OF MEASURING CYCLES
      IPAR 2 (  10) IS THE NUMBER OF DUMMY CYCLES
      IPAR 3 (101) IS THE SIGNAL TYPE

PAUSE FREKM
!
!DW
  OUTFILE: REF
B  !M
      WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

      PAR 1 (15.36 ) IS THE SAMPLING FREQ.
      PAR 2 (0.13  ) IS THE LOWER FREQ. BOUND OF SIGNAL
      PAR 3 (5.01  ) IS THE UPPER FREQ. BOUND OF SIGNAL
      PAR 4 (0.    ) IS THE CORRECTION FACTOR

      IPAR 1 ( 100) IS THE NUMBER OF MEASURING CYCLES
      IPAR 2 (  10) IS THE NUMBER OF DUMMY CYCLES
      IPAR 3 (101) IS THE SIGNAL TYPE

PAUSE FREKM
!
!DRR
  REFERENCE FILE: REF
C  !P
      WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

      PAR 1 LOWER (0.13 ) AND
      PAR 2 UPPER (5.01 ) FREQ. BOUNDS FOR PLOT

      IPAR 1 MAX AMP. VALUE ( 500); GE. 500=FRI VALUE
      IPAR 2 DYNAMIC RANGE OF AMP. ( 50)
      IPAR 3 MAX PHASE VALUE ( 180); GE. 500=FRI VALUE
      IPAR 4 DYNAMIC RANGE OF PHASE ( 360)
      IPAR 5 L(-1)EQ.1 IF FREQ. SCALE LOG.,
              EQ.0 IF LINEAR,
              EQ.-1 IF STANDARD H-APP.

ARBETS NR(      ):
SERIE NR(      ):
INPUT (60DB):
GAIN (  DB):
SPEC. KONTROLL INST.(      ):
OUTFILE: AMPL
PLOTFILE SAVED: AMPL
OUTFILE: PHASE
PLOTFILE SAVED: PHASE

```

D !Z

**SEX ZCALC

DEGREE OF POLYNOMIALS (12) = 09

MAX. CORRELATION = 1.0000

| | | | | | |
|------------|---------|---------|---------|---------|---------|
| A-VECTOR : | -0.0004 | -0.0103 | -0.0590 | -0.1073 | -0.1284 |
| | -0.1011 | -0.0453 | -0.0057 | 0.0001 | |
| B-VECTOR : | -0.6355 | 0.2267 | 0.0813 | -0.1375 | 0.2953 |
| | -0.5139 | 0.0432 | 0.3618 | -0.1878 | |

HIT B TO GET MANUAL

F !Z

PLOTFILE SAVED: ZSPLOT

!L

E ENTER U L I T C S OR M

FOLLOWED BY AN APPROPRIATE FLOATING POINT NUMBER !U!15000.

!L

ENTER U L I T C S OR M

FOLLOWED BY AN APPROPRIATE FLOATING POINT NUMBER !I!130.

!F

PLOTFILE SAVED: FRPHAS

!G

PLOTFILE SAVED: GDELAY

!P

PLOTFILE SAVED: PURESP

G

!R

NUMBER OF ZEROES = 6

NUMBER OF SIMPLE COMPLEX POLES = 6

NUMBER OF SIMPLE REAL POLES = 0

PARTIAL-FRACTION EXPANSION NORMALIZED TRANSFER FUNCTION :

$$H(Z) = K(0) + \frac{-1}{(Z - ZP(1))} + \frac{K(1)}{(Z - ZP(1))} + \frac{-1}{(Z - ZP(2))} + \frac{K(2)}{(Z - ZP(2))} + \dots + \frac{-1}{(Z - ZP(P))} + \frac{K(P)}{(Z - ZP(P))}$$

HERE : P= 6

WHERE K(0) = -0.00029 0.00000

AND RESIDUES :

KC 1) = (0.03324, 0.60938)
 KC 2) = (0.03324, -0.60938)
 KC 3) = (-0.01808, -0.20242)
 KC 4) = (-0.01808, 0.20242)
 KC 5) = (-0.00033, 0.00281)
 KC 6) = (-0.00033, -0.00281)

TERMS OF
FORM

$$\begin{aligned}
 & \dots + \frac{A}{OK} + \frac{A}{1K} Z^{-1} + \dots \\
 & \frac{B}{OK} + \frac{B}{1K} Z^{-1} + \frac{B}{2K} Z^{-2} + \dots
 \end{aligned}$$

WITH COEFFICIENTS

A0 1 = 0.21617
 A1 1 = 0.03094
 B0 1 = 1.00000
 B1 1 = -1.29637
 B2 1 = 0.46539

A0 3 = -0.21554
 A1 3 = -0.02641
 B0 3 = 1.00000
 B1 3 = -1.24099
 B2 3 = 0.73054

A0 5 = 0.00033
 A1 5 = -0.00054
 B0 5 = 1.00000
 B1 5 = 1.77615
 B2 5 = 0.81548

INCLUSION OF K(0)
CHANGE A0 1, A1 1 TO

A0 1 = 0.21588
 A1 1 = 0.03131
 A2 1 = -0.00013

B-COEFFICIENTS UNCHANGED

RESULTS FROM THE PARTIAL FRACTION EXPANSION
IN DISC FILE PFRACT

*** SYNTHESIZED NETWORK IN DISC FILE ZEPO
HIT B TO GET MANUAL

IE

H
!
IM

WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

PAR 1 (15.36) IS THE SAMPLING FREQ.
PAR 2 (0.13) IS THE LOWER FREQ. BOUND OF SIGNAL
PAR 3 (5.01) IS THE UPPER FREQ. BOUND OF SIGNAL
PAR 4 (0.) IS THE CORRECTION FACTOR

IPAR 1 (100) IS THE NUMBER OF MEASURING CYCLES
IPAR 2 (10) IS THE NUMBER OF DUMMY CYCLES
IPAR 3 (101) IS THE SIGNAL TYPE

2,0,201
PAUSE FREKM

!
IP

WRITE IN FREE FORMAT (DEFAULT VALUES INSIDE BRACKETS)

PAR 1 LOWER (0.13) AND
PAR 2 UPPER (5.01) FREQ. BOUNDS FOR PLOT

IPAR 1 MAX AMP. VALUE(500);GE.500=FRI VALUE
IPAR 2 DYNAMIC RANGE OF AMP. (50)
IPAR 3 MAX PHASE VALUE(180);GE.500=FRI VALUE
IPAR 4 DYNAMIC RANGE OF PHASE (360)
IPAR 5 L(-1)EQ.1 IF FREQ. SCALE LOG.,
EQ.0 IF LINEAR,
EQ.-1 IF STANDARD H-APP.

OUTFILE: ADIG
PLOTFILE SAVED: ADIG
OUTFILE: FDIG
PLOTFILE SAVED: FDIG

IE