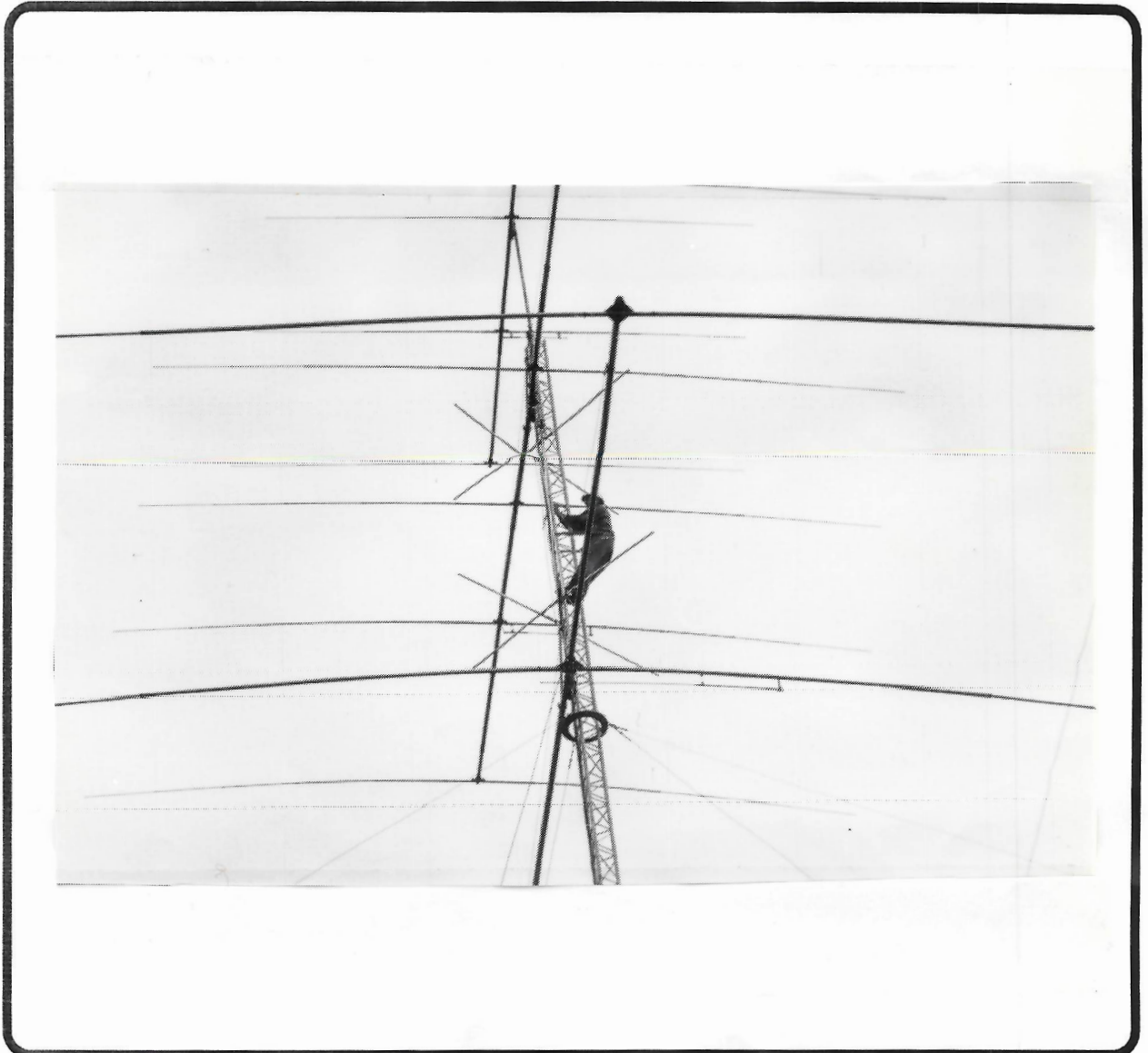


RATS

5  
1989



# Radioamatööritekniikan seura ry:n jäsenlehti 5/89

**JULKAISIJA:** Radioamatööritekniikan seura r.y.  
PL 88  
02151 ESPOO

**PÄÄTOIMITTAJA:** Jari Salminen, OH2BYQ

RATS ilmestyy kuusi kertaa vuodessa. Julkaisu lähetetään kaikille seuran jäsenille sekä maksaneille tilaajille.

Seuran jäsenmaksu vuodelle 1989 on 60 mk ja liittymismaksu uusille jäsenille 50 mk. Seuran ulkopuoliset voivat tilata lehden maksamalla tilaushinnan 90,-/vsk seuran tilille PSP 6787 36-9.

**Ilmoitushinnat:**  
1/1 sivu 300,-  
1/2 sivu 150,-

Lehdessä julkaistua aineistoa saa lainata vapaasti ei-kaupallisiin tarkoituksiin, kunhan lähde mainitaan.

Seuraavan numeron stop-date: 30.11.1989

Lehteen tarkoitettua materiaalia ja vinkkejä kiinnostavista aiheista voi lähettää seuran postilokeroon tai suoraan toimihenkilöille, joiden yhteystiedot löytyvät takakannesta. Toimitustyön helpottamiseksi olisi hyvä, jos materiaali olisi valmiiksi tietokoneella luettavassa muodossa PC-levykkeellä.

Radioamatööritekniikan seura ry:n tarkoituksena on edistää uuden teknologian käyttöä radioamatöörien keskuudessa. Tämän toteuttamiseksi yhdistys

- toimii yhteydenpitokanavana jäsenilleen
- järjestää esitelmä- ja luentotilaisuuksia
- ylläpitää radioamatööriasemia OH2NXX ja OH1SIX
- harrastaa julkaisutoimintaa
- pitää yhteyksiä muihin koti- ja ulkomaisiin alan yhteisöihin.

**KANSI:**

OH1SIX:in antennit nousemassa 33 metrin korkeuteen, mastossa Timo, OH1QC.  
Kuva OH6DD.

## SATELLIITTIMAA-ASEMAN LAITTEISTA

*Timo Knuutila, OH1QC*

Yleisesti ottaen satelliittien kautta workkiminen käy aivan tavallisella amatööri-aseamalla. Mitään EME-aseman kaltaisia investointeja tai rakenteita ei tarvita. Satelliittiqso vaatii tietenkin hieman enemmän, kuin paikallisen ripiitterin workkiminen.

Satelliittiyhteyksillä käytetään full-duplex liikennöintiä. Tämä tarkoittaa sitä, että lähettimen ja vastaanottimen pitää toimia samanaikaisesti. Erillisillä rigeillä ei tule ongelmia, mutta jos olet hankkimassa monialuerigiä tai transvertteriä muista, että esimerkiksi normaali HF-tranceiveri ei pysty kuuntelemaan ja lähettämään samanaikaisesti. Uudemmissa monen alueen HF-VHF-UHF rigeissä on valmiina cross-band full-duplex toiminne satelliittityöskentelyä varten, mutta vanhat dualbanderit eivät tähän välttämättä pysty.

Toinen full-duplex työskentelyyn liit-tyvä seikka on lähettimen harmoonisten osuminen rx-kaistalle (esim. 145 ylös, 435 alas). Jos oma lähete sotkee pahasti vastaanottoa: a) paranna tx/rx kohinaominaisuuksia, b) rakenna suotimia. Ohjeita löytyy alan opuksista.

### **Herkkydet/tehot**

Uudet satelliitit ovat keskimäärin olleet aina helpommin workittavissa, kuin edeltäjänsä. Nyt muutamia tulevia satelliiteja on mahdollista workkia perusrigeillä ja piiska-antenneilla.

Täyden ilon saavuttamiseksi kannattaa varustusta kasvattaa hieman tästä.

Tässä lehdessä on Freddy'n, ON6UG:n kirjoittaman juttu, jossa kerrotaan rigivaatimuksista ja antenniratkaisuista. Esitelmä pidettiin kesällä Data-Space 1989 konferenssissa. The proceedings on nähtävänä liiton toimistossa ja omia kappaleita saa AMSAT-UK:sta.

Antennisysteemien suuntauksesta on jo ollut juttua tässä artikkelisarjassa. Aikaisemmin esitettyä rotaattorin ja PC:n liitäntäkorttia kehitellään edelleen. Kiinnostusta on ilmennyt senverran, että piirilevyjä tehdään mahdollisesti pieni sarja. Tämänhetkisestä teippauksesta voi saada kopion lähettämällä pyyntö ja SASE seuran boxiin. Tarvittavia modifikaatioita ei ole monta.

Nyt vaan kaikki peukut pystyyn, ettei Arianesta tule geostationääristä rakettia Tyynenmeren pohjaan, sillä silloin melkein puolet ensivuonna laukaistavista satelliiteista on sen mukana.

## ANTENNAE FOR PORTABLE AMATEUR SATELLITE GROUNDSTATIONS

Guchteneire Freddy, ON6UG

Antennae are an important part of every amateur station. They should be very carefully chosen and used for the purpose they are intended. Portable antennae should be small and easy to erect.

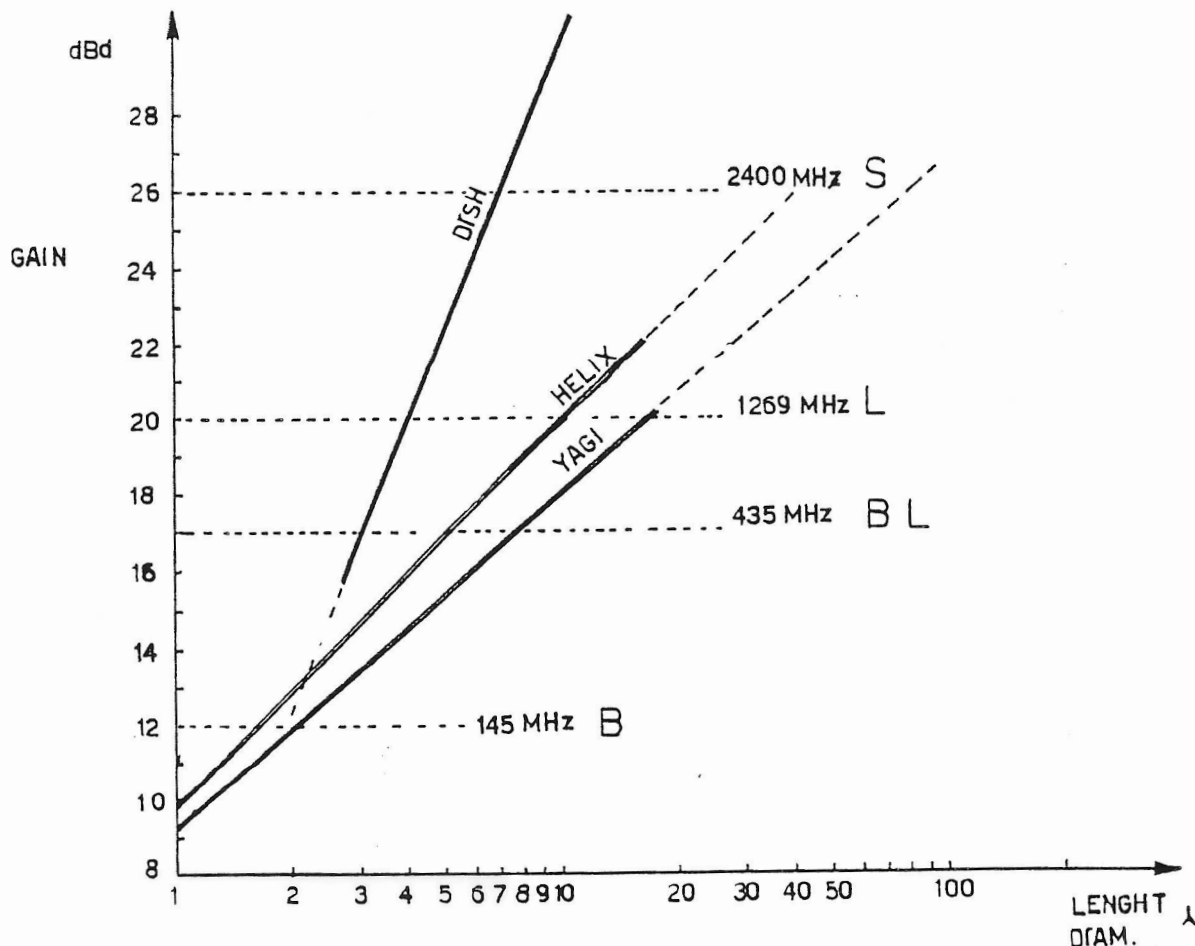
This kind of antennae can be used for leisure as well as emergency communications. Amateurs should always be prepared to assist in all kinds of emergency communications. Satellite amateurs have to prepare themselves for using satellites for communications worldwide. Cheap antennae systems are also interesting for third world countries, where antennae are difficult to buy.

This paper evaluates some possible solutions .

### 1. SURVEY OF ANTENNAE USABLE FOR SATELLITE COMMUNICATIONS.

In comparing various aerials, we should compare not only the gain of the antenna but also the size and time and skill needed to erect the antenna.

In the Fig. 1, the yagi, crossed yagi, helical and dish are compared in size and gain.



In the table below, the various antennae are evaluated for all frequencies used by today satellites.

	yagi	cr. yagi	helix	dish
MODE B ( 145 MHz ) downlink	x	x	-	-
MODE J uplink				
MODE B ( 435 MHz ) uplink				
MODE L downlink	x	x	x	x
MODE S uplink				
MODE L ( 1269 MHz ) uplink	x	-	x	x
MODE S ( 2400 MHz ) downlink	-	-	x	x

Another important factor for satellite communications is the link budget needed . During the last decade, satellites haven't become more powerful and sensitive than in the past. This is mainly due to power restrictions in the satellite. Communications should be possible in all circumstances i.e. under bad squint angles, low elevations and some obstructions which can not be avoided.

As can be seen from the table, a ground station capable of using the satellites under most circumstances would need the following general characteristics :

on 145 MHz uplink power between 20 and 100 W with antenna gain of 12 dB. receiver 1.5 dB S/N

on 435 MHz uplink power between 5 and 50 W with antenna gain of 17 dB. receiver 2 dB S/N

on 1269 MHz uplink power between 5 and 50 W with antenna gain of 20 dB, or 10 - 100 W with antenna gain 17 dB.

on 2400 MHz antenna gain of 26 - 30 dB for receiver S/N 1.5 dB.

When these figures of antennae are plotted against the gain/size graphs (Fig. 1), we can determine what kind of antennae to chose for what kind of frequency.

On 145 MHz yagis and crossed yagis are the best choice. For a portable station gain/size value is best for a 7 element antenna.

On 435 MHz yagis are still better choice for portable use.

On 1269 MHz yagis and helix antennas are comparable, however helixes are difficult to transport and can not be disassembled like yagis.

On 2400 MHz dishes are best. Helicals can be used in groups. Matching is difficult as phasing is critical.

If operation on all frequencies is needed, several antennae could be needed and then it is sometimes better to use a dish combined with a 7 element crossed yagi for 145 MHz.

A dish of 2 meter will give about 17 dB gain on 435 MHz which is the same as a long yagi . However using a dish of 2 meter, one can make a combined feed for 435 MHz, 1269 MHz and 2400 MHz.

This would reduce the 1269 MHz power needed to a moderate 10 W and will give a good signal from the mode S. ( 16 - 20 dB S/N ) .

The power needed for mode B operation would still be 10 - 50 W.

If care is taken to reduce overload in the receiver front end of the 70 cm receiver this setup would give full duplex capability on all modes.

A portable dish of 2 meter is not difficult to make at all if the dish can be kept away from high winds.

The dish can be used for other frequencies which can also be important, e.g. meteosat and tvsat frequencies.

By using helix feeds, 1.6 GHz and 1.2 GHz can use the same feed.

From all these comparisons, dishes still seem to be a good choice for both portable and fixed stations except when they have to serve in urban areas where yagis and helix antennae are more suitable to rise them above the obstructions.

If one can use a 1 m dish for mode S and mode L, using 4 times more uplinkpower, this size of dish can be made from styrofoam and alum paper, which is even cheaper and easier to construct.

A conclusion from this is that if we could use higher frequencies for future satellites, this would make it much easier for not only the amateur living in a flat but also to establish emergency communications, provided the equipment is available to use those frequencies.

The photograph shows crossed yagis, helicals and dishes used for portable satellite communications. The construction of the helicals have been described in Oscar News december 1988, the practical construction of the dishes can be found in this paper.

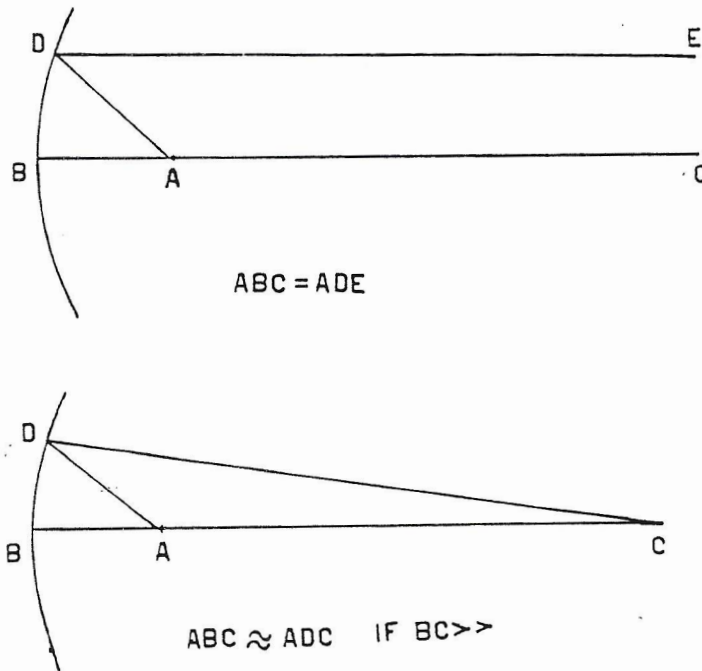
#### **DISHES FOR AMATEUR SATELLITE COMMUNICATION.**

Dishes from dump circuits are often old military dishes with low F/D ratio ( deep dishes ) and are difficult to illuminate. For amateur use dishes with F/D between 0.5 and 0.6 are easy to illuminate using simple feeds. For frequencies between 1 and 3 GHz simple helical feeds can be used. For 70 cm crossed dipole feeds are common.

#### **Construction of Styrofoam Dishes**

For dishes up to about 1 m diameter, styrofoam dishes are easy to construct and very cheap. With the aid of a steel wire and a heated cutting wire, the dish surface can be easily melted in any shape and almost any F/D. Aluminum foil glued to the surface is used as the reflector material. The feed can be mounted to the dish with the aid of four aluminum plates glued to the flat corners. The same technique can be used for mounting the dish on the rear

side. How to do it can be seen on the following drawings.



Construction of a portable dish

The construction of a portable dish is quite easy and within the reach of amateurs if careful construction techniques are used. The parabolic shape is more important than irregularities from the surface. This can be seen from the graph. ( RSGB VHF manual ) For most satellite work mesh of 1 cm is adequate for the frequencies used. Thin wire is important for portable use.

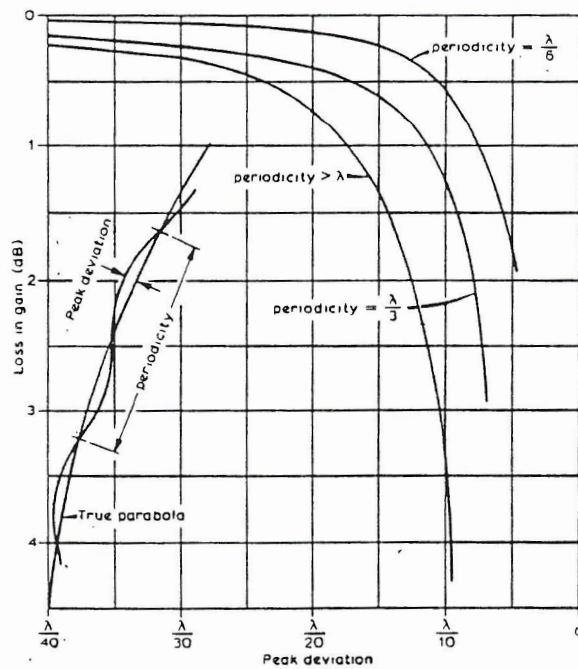


Fig 8.102. The effect of dish inaccuracy on performance

# MBL-tyyppisen lokin kuukausitallettaja

---

*Jukka Kujala, OH1QK*

Erinäisten yhteensattumien ja henkisen velttouden vuoksi heräsin eräänä aamuna kammottavaan oivallukseen. En ole siistinyt OH1AU:n lokia vuoteen. Pikavilkaisu remotena lokin dirriin vahvisti asian.

Siellä se loki istui hyvinvoivanpana kuin koskaan 1 523 112 tavun suuruisena. Suurinkaan lerppu tai korppu ei pysty kakis-telematta nielemään niin isoa..

Kävin kurkistelemassa sitä teksturilla. Jo eka lataus antoi jotain kuvaa asiasta. Teksturi latasi tiedostoa 5 minuuttia.

Ensimmäinen ajatus oli ryhtyä luomaan basic-ohjelmaa silpomaan tiedostoa, mutta ihan piruuttani kokeilin dBASEa, ja sehän onnistui. Tiedoston sai silputtua, mutta ennen kaikkea saan jatkettua seuraavan lokitiedoston jo käsitellyn perään.

Luodaan aluksi tiedostopohja. dBASEn pisteeseen vastataan:

```
CREA loki
```

Seuraavaksi ohjelma ryhtyy kyselemään kenttien nimiä, laatua ja kokoa. Anna nimet, laadut ja koot kuten struktuurilistauksessa on (listaus 1). Character on oletusarvo. Sen voit kuitata ENTERillä. Viimeisen kentän jälkeen paina kahdesti ENTERiä ja ilmoita kysymykseen, joka kysyy DATAn antoa N.

Varmuuden vuoksi anna vielä:

```
USE LOKI
COPY STRUCTURE TO LOKIARC
USE
```

Tällä taltioit luomasi tiedostomallin LOKIARC.DBF tiedostoksi, josta sen saat tuhottuasi joskus koko lokitiedoston, komennolla

```
use lokiarc
copy stru to loki
use
```

uudelleen käyttöösi ilman uutta luomistyötä.

Seuraavaksi käynnistä BBSLOKI.PRG komennolla:

```
DO BBSLOKI
```

Sinun tarvitsee vain tietää lokitiedoston nimi \BBS\ alavalikossa. **VAROITUS:** Muistin tyhjennys poistaa kaikki LOKI.DBF:ssä jo olevat tiedot! Käytä sitä vain ekakerralla tai kun todella haluat siivota vanhan työtiedoston esim harjoitteluajon jälkeen.

Käytössäsi on nyt siinä hakemistossa, jossa dBASEasi ajat, tiedosto LOKI.DBF. Ohjelmalla saat ajettua kuukauden kerrallaan. Kuukausitiedosto tallettuu A:n juurihakemistoon nimellä LOKIkk.vv, jossa kk on kuukausi ja vv on vuosi.

Seuraavat kuukaudet voit ajaa suoraan valikko-ohjelmasta.

Ohessa näytteet lokitekstistä, dBASE-tiedostosta sekä syntyneestä "selväkielisestä" lokista. Selväkielisen ylimmällä rivillä on yksi sutturivi otsikkona. Sen voit poistaa tarvittaessa teksturilla, mutta haitanneeko tuo arkistossa.

OH1AU:n kuukausitiedot vievät noin 150 KB, joten kaksi menee lerpulleen. (Loppulokista on karsittu ne alkuperäisen lokin \*\*\*\*:illä merkityt systeemissä käynnit, koska THK ei kaipaa tietoa postilootan sisäsulkemisista. Radiot kun ovat päällä).

Poistamalla PROCEDURE LOG:n lopussa oleva tähti sanan delete edestä ja loppurivin \*, saat työtiedoston pienenemään ajo-ajolta ja niin nopeutettua seuraavaa ajoa.

BBS:n tekemät lokit pitää poistaa vielä käsin, mutta sehän ei ole ongelma. En sisällyttänyt niitä toimia ohjelmaan ilmeisen vahinkoennusteen vuoksi.

```
OH1QK
```



## Listaus 1. Lokitiedoston struktuuri

Field	Field Name	Type	Width	Dec
1	PVM	Character	4	
2	KLO	Character	4	
3	SEC	Character	2	
4	MO	Character	2	
5	SP	Character	1	
6	REM	Character	70	
**	Total	**	84	

## Listaus 2.

```
* BBSLOKI.PRG
*
* LOKIOHJELMAN LÄHTÖVALIKKO
*
* OHIQK 09.89
*
SET TALK OFF
SET PROCEDURE TO LOG

DO WHILE .T.
  CLEAR
  @ 7,30 SAY " 1 TYHJENNÄ MUISTI JA HAE UUSI LOKI"
  @ 8,30 SAY " 2 PILKO LOKITIEDOSTO KUUKAUSIIN  "
  @ 9,30 SAY " 3 LISÄÄ UUSI LOKITIEDOSTO MUISTIIN"
  @ 11,30 SAY " 0 LOPETUS"

  STORE 0 TO SEL
  @ 13,33 SAY "VALINTASI?  "
  @ 13,47 GET SEL PICTURE "9" RANGE 0,3
  READ

  DO CASE
    CASE SEL = 1
      DO HAKU

    CASE SEL = 2
      DO LOGI

    CASE SEL = 3
      DO HAKU

    CASE SEL = 0
      SET TALK ON
      CLEAR ALL
      RETURN

  ENDCASE

ENDDO T
RETURN
```

## Listaus 3.

```
* LOKI.PRG - lokisilppurin proseduurit

PROCEDURE LOGI

***** BBS lokin pilkkomisohjelma *****

***vers*09.89***OHIQK*****
* lokitiedostossa ei ole vuosilukua! korjaa mammuttilokin *
* tuotos käsin, jakamalla teksturilla kuukaudet eri vuosille *
* ja nimeämällä toinen (toiset) uudestaan *
*****
```

### Listaus 3. (jatkuu)

```
use loki
set talk off
clear gets
store "09" to kuukausi
store "89" to vuosi
store "k" to vast
clear
@ 10,2 say "Minkä kuukauden haluat -"
@ 10,30 say "Anna kaksinumeroisena 01 - 12"
@ 5,30 get kuukausi
read
@ 11,2 say "Minkä vuoden loki? "
@ 11,30 say "Sekin kaksinumeroisena (88 - 99)"
@ 6,30 get vuosi
read
?
test = "a:loki"+kuukausi+"."+vuosi
IF file(test)
@ 12,2 say "levyllä on kyseinen loki."
@ 12,30 say " kirjoitanko päälle (k/e)"
@ 7,30 get vast
read
if vast = "e" .or. vast = "E"
?
?
? "ei sitten "
?
use
exit
endif
ENDIF

@ 15,5 say " Etsintä- ja kirjoitustyö alkaa. Voi viedä aikaa"
set alternate to &test
set alternate on
? "lokitiesasto " ,kuukausi,"/",vuosi ," OHIAU"
*** vaihda edelliseen oma poksiniimi *** ?

list all off substr(pvm,3,2)+"/"+substr(pvm,1,2)+;
" "+klo+" "+mo+" "+TRIM(rem) ;
for kuukausi = substr(pvm,1,2) .and. .not. ;
substr(rem,1,3) = "****"

set alternate off
close alternate

*****
* delete all for kuukausi = substr(pvm,1,2)*
* pack *
*****
* ota edelläoleva käyttöön, jos haluat poistaa
* suuresta tiedostosta jo käsitellyt osat.
* poistamalla edestä asteriski (*).
use

RETURN

PROCEDURE HAKU
store "LOG.BBS " to nimi
clear
clear gets
? "Anna pilkottavan lokitiesaston nimi "
? "Oletuspolku on c:\bbs"
@ 5,10 get nimi
read
store "c:\BBS\"+nimi to filenimi
use loki
DO CASE
CASE SEL = 1
? "TYHJENTÄÄKSESI TYÖMUISTIN"
? " VASTAA MYÖNTÄVÄSTI (y)"
ZAP
```

### Listaus 3. (jatkuu)

```
ENDCASE
  ? " HAESKELEN TIEDOT LEVYLTA. ODOTA..."
  append from &filenimi sdf
  delete all for substr(rem,1,3) = "****"
  pack

USE
RETURN

*****
```

### Listaus 4. Esimerkki alkuperäisestä lokista

```
0913190828SI *** BBS Initialize
0913190828SO *** BBS Online
0913192218CA OH1DB
0913192226XB
0913192244SL *** LOCAL mode
0913192536SO *** BBS Online
0913193130CA OH1DB
0913193248XB
0913193436SL *** LOCAL mode
0913193532SO *** BBS Online
0913200258CB OH1QK
0913200624XB
0913205020CA OH1YF-15
0913205112XB
```

### Listaus 5. Luotu lokitiedosto

```
substr(pvm,3,2)+"/"+substr(pvm,1,2)+" "+klo+" "+mo+" "+TRIM(rem)
13/09 1922 CA OH1DB
13/09 1922 XB
13/09 1931 CA OH1DB
13/09 1932 XB
13/09 2002 CB OH1QK
13/09 2006 XB
13/09 2050 CA OH1YF-15
13/09 2051 XB
```

---

**MYYDÄÄN:**

## KUNNON KAAPELIA DIGIPIITTERIIN/RIPIITTERIIN

RATS:illa on hiukan edullista Nokian foameristeistä kaapelia:

1/2" 67 m pätkä	13 mk/m
7/8" 54 ja 66 m pätkät	31 mk/m

Lisätietoja Penalta, OH3BK (osoite takakannessa)

.023	HH2PR	Haiti					g4ups
.025	6Y5RC	Jamaica					
.025	*OH1SIX	Ikaalinen	KP11QU	50	Omni	24	10/89
.026.5	ZS6PW		KG44			INT /2/	10/89
.027.5	JA7ZMA	Fukushima	QM07	10	6 el W	24	6/89
.030	*CT0WW		IN61GE	40	Dipole	24	10/89
.032.5	ZD8VHF	Ascension	II22TB	50	Vert	24 /3/	10/89
.033	LU8YYO	Argentina	FF59				g4ups
.035	*ZB2VHF	Gibraltar	IM76HE	30	1/4 GP	24	9/89
.039	*FY7THF	F. Guyana	GJ35	100	Dipole	24	10/89
.040	SV1SIX	Athens	KM17	50	Vertical	24 /4/	10/89
.042.5	*GB3CTC	St. Austell	IO700J	45	Dipole	24	9/89
.044	DL3ZM/YV5	Caracas	FK60			INT	2/89
.045	*OX3VHF	Greenland	GP60QQ	20	GP	24	10/89
.048	TG4BFB	Guatemala					6/89
.050	*GB3NHQ	Potters Bar	IO91VQ	15	Xd dipoles	24	9/89
.050	ZS6DN	Irene	KG44			24 /5/	9/89
.055	ZS6LN		KG46	10	GP	24	9/89
.057.5	TF3SIX	Reykjavik	HP94CC	50	Vert	24 /6/	g4ups
.060	*GB3RMK	Inverness	IO77UO	40	Dipole N/S	24	9/89
.060	W5VAS	Louisiana	EM50	0.5	Vertical	24	g4ups
.060	K4TQR	Alabama	EM63	1	Dipole	24	g4ups
.060	WA8ONQ	Ohio	EM79	2	Turnstile	24	g4ups
.061	K1NFE	Connecticut	FN31	15	Turnstile	24	g4ups
.062	PY2AA	Sao Paulo	GG66	25	GP	24	6/89
.062	W3VD	Maryland	FM19	10	V dipole	24	g4ups
.062.5	*GB3NGI	Londonderry	IO65PA	20	Dipole	24	9/89
.063	N4PZ	Florida	EL87	0.4	Whip	24	g4ups
.064	WD7Z	Arizona	DM24MV	75	Squalo	24	g4ups
.065	KL7WE	Alaska	BT51	1.5	3 el	INT /7/	g4ups
.065	KA0CDN	Colorado	DM79	20	Halo	24 /8/	g4ups
.065	WO1JR	Colorado	DM79	20	Halo	24 /8/	g4ups
.065	W9KFO	Idiana	EN70HH	1.5	Cushcraft	24	g4ups
.065	NB30/1	Rhode I.	FN41	100	5 el W	24	g4ups
.065.5	*GB3IOJ	Jersey	IN89WE	10	Halo	24	9/89
.066	VK6RPR	Perth	OF78	10	Omni	24	6/89
.067	N7DB	Oregon	CN85TM	10	Halo	INT	g4ups
.067	WB8IGY	Ohio	EM79	2	Vertical	INT	g4ups
.067	W0BJ	Nevada	DN91	5	Turnstile	24	g4ups
.067	W4RFR	Tennessee	EM66	2		24	g4ups
.067	K6FV	California	CM87UL	100	Various	24	6/89
.069	W4HHK	Tennessee	EM55	1	S.dipole	24	g4ups
.070	KA4VEY	Alabama	EM64	10	Vertical	24	g4ups
.070	KB4UPI	Alabama	EM63	1	Dipole	24	g4ups
.070	KOHTF	Iowa	EN31	3	Inv vee	24	g4ups
.070	N4LTA	S.C.	EM94	10	Halo	24	g4ups
.070	WA7ECY	Oregon	CN85	10	Vertical	24	g4ups
.070	WB0CGH	Texas	EM13	1	Ringo	24	g4ups
.070	WB4GJG	Virginia	FM06			INT	g4ups
.070	W2CAP/1	Mass	FN41	15	V.dipole	24	g4ups
.070	KW2T	NY	F13	0.25	Squalo	24	g4ups
.072	WA2YTM	New York	FN12	15	Turnstile	24	g4ups
.072	KH6HI	Hawaii	BK29	15	2xturstile	24	10/89
.073	ZS4SA		KG33	20		INT /9/	9/89
.074	WB5DSH	Oklahoma	EM15FL	30	Halo	24	g4ups
.074	PY2AMI	Sao Paulo	GG67	5	GP	24	g4ups
.074.5	VS6SIX	Hong Kong	OL72	30	GP	24	2/89
.077	N5JM	New Orleans	EL49XV	3	Vertical	INT	g4ups
.077	N0LL	Kansas	EM09	22	Halo	24	g4ups
.077.5	TI2NA	San Jose	EJ79			24	g4ups
.079	W6SKC/7	Arizona	DM41ML	80	Horiz	24	g4ups
.080	HC8SIX	Galapagos	EI59	4	Vertical	24	2/89
.080	WB400J	Florida	EL87	10	Vertical	24	g4ups
.080	W1AW	Connecticut	FN31	50	6 el W	INT	g4ups
.080	KH6JJK	Hawaii	BL11	5	yagi to VK		6/89
.082	VE1MUF					INT	10/89
.083	LU1DMA	Antonio/B.A.	GF05	25	Beam NW	INT /10/	1/89
.085	*9H1SIX	Malta	JM75FV	80	5/8 vert	24	7/89
.086	VE2STL	Quebec	FN46	1.5	Vert dipole	24	g4ups
.086	VP2MO	Montserrat	FK86	10	6 el NW	24	g4ups
.086	K7NV	Nevada	DM16			INT	g4ups
.088	VE1SIX	N.Brunswick	FN65	50	5 el E	24	g4ups
.090	KJ6BZ	Johnston I.	AK56	10	6 el	24	6/89
.092	W5GTP	Lousiana	EM40	30	3 el	INT	g4ups
.095	K7IHZ	Arizona	DM43	20	Jqualo	24	g4ups

.099	KH6EQI	P. Harbour	BK29	100	Yagi	24		g4ups
.099	KP4EKG	Puerto Rico	FK68	10	6 el	INT	/11/	g4ups
.099	HC2FG	Guayaquil	FI07	8	Jpole	24		g4ups
.100	VP5D	Turks/Caicos	FL41	10	GP	24		g4ups
.100	KG6DX	Quam	QK23			INT	/12/	g4ups
.321	ZS5SIX	Nr Pieterm.	KG50	10	Halo	24		9/89
.490	JG1ZGW	Tokyo	PM95VP	10	Dipole	24		6/89
.500	*5B4CY	Cyprus	KM54	15	GP	24		6/89
.904	ZS1STB	Stillbay	KF05	25	GP	24	/13/	9/89
51.020	ZL1UHF	Auckland	RF73	25	V.dipole	24		4/89
.030	ZL2MHB	Napier	RF80	10	Vertical	24		2/89
.225	ZL2VHT	Inglewood	RF70	30		24		g4ups
52.100	ZK2SIX	Niue	AH50	10		24		6/89
.200	VK8VF	Darwin	PH57	15		24		6/89
.250	ZL2VHM	Manawatu		8		24		2/89
.310	ZL3MHF	Christchurch	RE66	50	Vertical	24		6/89
.320	VK6RTT	Wickham	OG89	25	Jpole	24		6/89
.325	VK2RHV	Newcastle	QF57			24		6/89
.330	VK3RGG	Geelong		10	Horizontal	24		6/89
.345	VK4ABP	Longreach	QG26	10	Vertical	24		6/89
.370	VK7RST	Hobart	QE37	20	Horizontal	24		6/89
.420	VK2RSY	Sydney	QF56	25	Turnstile	24		6/89
.425	VK2RGB	Gunnedah	QF59	5	Horizontal	24		6/89
.435	VK3RMV	Hamilton	QF12	15		24		6/89
.440	VK4RTL	Townsville	QH30	10	1/4 vertical	24		6/89
.445	VK4RIK	Cairns	QH23			24		6/89
.450	VK5VF	Mount Lofty	PF95	30	Turnstile	24		6/89
.460	VK6RPH	Perth	OF78	20	Horizontal	24		6/89
.465	VK6RTW	Albany	OF84	10	Horizontal	24		6/89
.470	VK7RNT	Launceston	QE38	10	Horizontal	24		6/89
.485	VK8RAS	A. Springs	PG66	25	Horizontal	24		6/89
.490	ZL2SIX	Bleimheim	RE68	10	Vertical	24		2/89
.510	ZL2MHF	Mount Climie	RE78	4	Vertical	24		6/89

Tuleville majakoille varattuja taajuuksia:

50.055 LA  
.067.5 C31

- /1/ Kutsu tulee joskus muuttumaan JA6YBR:ksi.
- /2/ Päällä 1100 - 2000 UT, antenni pohjoiseen.
- /3/ Majakka sijaitsee Green Mountain -nimisen vuoren huipulla.
- /4/ Äänessä 13.5.1989 lähtien.
- /5/ Antenni VK-suuntaan.
- /6/ Ei varmaa tietoa onko äänessä. TF6MM kuultu suunnilleen täällä taajuudella (50.056 MHz).
- /7/ Yagi kääntyy päivällä auringon mukaan.
- /8/ OM/XYL kutsut.
- /9/ Päällä 1130 - 2130 UT, antenni pohjoiseen.
- /10/ Tietokone ohjattu, QRV 18-03 UT.
- /11/ QRV 12-13, 22-23 UT ja kun operaattori paikalla.
- /12/ Päällä kun op. ei ole paikalla.
- /13/ Avainnusogelmia, erittäin hidas nopeus.

24 = majakka päällä 24 t/vrk.  
INT = intermittent = päällä ajoittain, ei 24 t/vrk.  
PVM = kertoo milloin tiedot on päivitetty eli milloin majakasta on viimeksi saatu luotettava havainto tai tieto.  
g4ups= ei omia havaintoja, mukana g4ups:n majakkalistassa 9/89 (joka on yleensä varsin hyvin ajantasalla).  
\* = majakka kuultu Suomessa.

Data by G4UPS, VK3OT, ZS6WB, Amateur Radio - edited by OH6DD.

### OH1SIX LYHYESTI:

Taajuus	50.025 MHz
QTH	Sisäntö, KP11QU
Korkeus	33 m maasta, 157 m asl
PWR	50 W
Antenni	Ympärisätellevä, vahvistus 2 dBi
Polarisaatio	Horisontaali

## RATS:N OHJELMAPANKKI 15.10.1989 - MUUTOKSET

---

*Markku Toijala, OH2BQZ*

Täydellinen lista ohjelmapankin levykkeistä on julkaistu RATS-lehdessä 4/89. Lehden palstatilan säästämiseksi on tässä lueteltu ainoastaan muutokset siihen nähden.

Tämän lehden ilmestyessä myös ohjelmapankin hoitaja vaihtuu. Omien kiireitteni johdosta luovun ohjelmien kopioinnista tuoreiden voimien hyväksi. Levykkeitä voi lähettää toistaiseksi vanhalla tutulla osoitteella, mutta varautukaa normaalia pitempiin toimitusaikoihin siirtymävaiheessa.

Viimeisenä ponnistuksena olen penkonut kaikki vanhat arkistot ja laittanut jakeluun kohtuullisen runsaasti erityisesti amatööritekniikkaan liittyviä uusia ohjelmia. Toivottavasti näistä on hyötyä jollekulle.

Kiitoksia kaikille pankin käyttäjille yhteistyöstä ja erityinen kiitos niille, jotka ovat myös toimittaneet uusia ohjelmia pankin kaikkien käytettäväksi. Näitä ovat toimikaudellani ainakin OH1MIE, OH2BBF, OH2BGN, OH2BCV, OH2BYQ, OH3FG ja OH6DD.

73 de Markku, OH2BQZ

### **MSYS V1.05 (1)**

**Uutta 101089:** Postilaatikko-ohjelma PC:lle, joka sallii useita samanaikaisia yhteyksiä. Ohjelma hallitsee myös DX Cluster, KA-NODE ja TCP/IP liikennöinnin. Toimii TNC:n KISS modessa.

### **WORLI-PC-MAILBOX V10.04 (1)**

Postilaatikko-ohjelma PC:lle. Vaatii toimiakseen joko XT:n V20 CPU:lla tai AT:n. **Uutta 151089:** Uusi versio.

### **ARES/DATA V1.0 (1)**

**Uutta 151089:** USA:n PePa-organisaatiolle kehitetty yksinkertainen tietokantaohjelma on-line tiedon keräämiseen esim. loukkaantuneista. Käyttää TNC:n host-modea ja sallii useita samanaikaisia käyttäjiä.

### **MININEC (1)**

MININEC III - antennianalyysi, RC-CAD - sekalaista RC-suunnittelua, **Uutta 011089:** RFCAD - sekalaista RF-suunnittelua, FILTER11 - aktiivisuotimen suunnittelu.

### **RF-DESIGN 011089 (1)**

**Uutta 011089:** RFTOOLS - RF-kytkentöjen suunnittelua, RFS - FM-asemien antenni yms. laskentaa, INTMOD60 - sekoitustulosten analysointia.

### **PROPAGATION 011089 (1)**

**Uutta 011089:** MINPROP2 - etenemisennuste, WHATSON - etenemisennuste, WHERITIS - antennisuunnan laskenta.

### **LOKIT 011089 (1)**

**Uutta 011089:** CNLOG140 ja CONTEST - kilpailuloki, LOGBOOK - dBase:lla tehty lokikortisto.

### **MORSE 011089 (1)**

**Uutta 011089:** Kokoelma ohjelmia sähkötyksen opetteluun. Levyllä on AUTOCW, CW, SM207, MORSE24C, MACHINE ja MORSE nimiset ohjelmat.

### **RTTY/FAX 011089 (1)**

**Uutta 011089:** OH3FG - Kehittynyt RTTY-ohjelma, HAMRTTY - RTTY-ohjelma, AUTOFAX - wefax vastaanotto PC:llä, WEFAX - sääkuvien vastaanotto KAM:n kanssa.

### **RA-62-88 010889 (1)**

Empun, OH2BBF, tekemät PC-File -tiedostot RA:n sisällyksistä v. 1962-88 sekä useilta vuosilta myös mm. Hamradio, Hamradio Today, Radcom, Practical Wireless ja Dubus lehdistä. **Uutta 151089:** Erikseen saatavana myös PC-file (1 levyke) tiedostojen käsittelyyn.

### **SEKALAISTA 010889 (1)**

CCIR: OH1KH:n ohjelma CCIR:n jonokoodin generoimiseen PC:llä. Voidaan käyttää vaikkapa repeaterin ohjaukseen. Mukana lähdekoodi Turbo-Pascal:lla.

Autolog4: Ohjelma ICOM:n rigien tietokoneohjaukseen ja workkimistietojen keräykseen. **Uutta 011089:** Uusi versio.

## **OHJELMAPANKIN HOITAJA VAIHTUU**

Uusi ohjelmapankin hoitaja on Vesa Tervo, OH1NWQ. Tästälähtien ohjelmapyynnöt kannattaa lähettää suoraan hänelle. RATS:in postilokeron kauttakkin asia järjestyy, tosin jonkinasteista viivettä saattaa syntyä tavaroiden toimittamisessa Tampereelle. Joten ohjelmapyynnöt suoraan Vesalle osoitteeseen:

**VESA TERVO  
RATS "PC"  
ORIVEDENKATU 8 G 160  
33720 TAMPERE**

---

---

## ***RATS:IN PAKETTIRADIOPÄIVÄ 27.1.1990 HOTELLI PINJA, TAMPERE***

Tarkempia tietoja lehden seuraavassa numerossa.

# RATS:in tekniikkapäiviltä Salosta 7.10.1989

---

## ANTENNIANALYYSIOHJELMA NEC

*Timo Saarnimo, OH1EU, Nokia Matkapuhelimet OY*

1. Antennin mallitus
2. Johdatus NECiin
3. NECin ratkaisumenetelmä
4. Käytännön mallitusohjeita
5. Esimerkkiantenni ja PC-demonstraatio

### 1. Antennin mallitus

Ongelma: Halutaan tietää antennin

- suuntakuvio
- vahvistus
- hyötysuhde
- syöttöimpedanssi

Lähtötiedot: tiedetään antennin

- rakenne
- syöttöpiste(et)

Ratkaisuun tarvitaan syötön aiheuttama sähkövirta- ja varausjakauma (I,Q) antennissa. Kun I ja Q tunnetaan, voidaan sähkö- ja magneettikenttä (E,H) laskea. Sähkö- ja magneettikentän avulla saadaan selville tehotiheys S halutussa avaruuden pisteessä.

Säteilyteho Prad saadaan vähentämällä sisäänmenotehosta häviöt:

$Prad = P_{in} - P_{loss} = 1/2 \operatorname{Re}(VI^*) - P_{loss}$  , jossa V,I = syötön jännite ja virta.

Säteilyvastus Rrad on

$Rrad = Prad/I^2(\text{feed}) = \operatorname{Re}(Z_{in})$

tai käyttämällä hyväksi syötön yli olevaa jännitettä V saadaan sisäänmenoimpedanssi Zin

$Z_{in} = V/I(\text{feed})$

Suuntakuvio saadaan piirtämällä E tai S kaukokentässä vakioetäisyydellä ja halutulla polarisaatiolla. Suuntaavuus D maksimisuuntaan on

$D = S_{max}/S_{iso}$

jossa Siso tarkoittaa isotrooppisen eli tasaisesti joka suuntaan säteilevän antennin tehotiheyttä samalla etäisyydellä kuin Smax ja kun Prad on molemmilla sama. Isotrooppinen antenni tarkoittaa antennia, joka säteilee joka suuntaan yhtä paljon, jolloin

$S_{iso} = Prad/(4\pi r^2)$  etäisyydellä r.



Antennin vahvistus  $G$  voidaan laskea suuntaavuuden  $D$  ja hyötysuhteen  $n$  avulla:

$$G = n * D$$

Esimerkiksi dipolin suuntaavuus  $D = 1.64 = 2.1 \text{ dBi} = 0.0 \text{ dBd}$

Antennin sanotaan olevan kaukokentässä silloin, kun antenni näyttää pistemäiseltä aallonpituuteen nähden. Peukalosääntönä esitetään kaukokentälle usein etäisyyttä  $R$

$R = 2D^2/\text{aallonpituus}$  , jossa  $D$  on antennin suurin läpimitta.

## 2. Johdatus NECiin

NEC-lyhenne tulee sanoista the Numerical Electromagnetics Code. NEC on kehitetty USA:ssa Lawrence Livermore Laboratoryssa 1970-luvun kuluessa ja 1980-luvun alkupuoliskolla Yhdysvaltain laivaston ja ilmavoimien rahoituksella. Nykyinen käytössäni oleva versio on NEC-2(PC), ja ohjelmistoa kehitetään edelleen (NEC-4). Ohjelma koostuu n. 10 000 rivistä Fortran-koodia. Ohjelma vaatii toimiakseen vähintään XT-tasoisien PC:n, 640k muistia ja matematiikkaprosessorin. NEC-2 ohjelmarunko ja sen mukana tulevat tulostukseen ja antennirakenteen sisäänsyöttöön liittyvät ohjelmat eivät ole kokonaisuutena ns. valmis tuote: Applied Computational Electromagnetics Society myy ohjelmistoa melkein omakustannushintaan sellaisena kuin se on.

NECin avulla voidaan mallittaa lankarakenteita, joilloin lanka jaetaan haluttuun määrään segmenttejä. PC-versiossa segmenttien maksimimäärä on 300. Isoilla main-frame tietokoneilla rajan asettaa käytännössä muistin koko ja koneen tehokkuus. Lankoja voidaan vapaasti yhdistellä toisiinsa. Lisäksi NEC tuntee pintaelementin, jolla kulkee pintavirta.

Syöttö kuvataan jännitelähteenä halutun segmentin ylitse. Muita vaihtoehtoja rakenteen syöttöön on tasoaallon johtaminen halutusta suunnasta rakenteeseen tai pienen virtalähteen käyttö lähikentässä.

Säteilemättömiä kaksiporttisia rakenteita kuten syöttöjohtoja voidaan syöttää NECiin. Lisäksi antenni voidaan kuormittaa RLC-kytkennöillä. Antennilangan johtavuus voidaan myös ottaa huomioon.

Maan vaikutus otetaan huomioon joko ideaalisena täysin heijastavana maana tai mallittamalla maan johtavuus ja dielektrisyysvakio heijastuskertoimien avulla. Heijastuskertoimien käyttö maahaijastuksessa pätee n. 0.1 aallonpituuden korkeudesta lähtien. Lähempänä maata kenttä kannattaa laskea Sommerfieldin integraalin avulla, joka sisältyy NECiin.

Mikäli antennirakenteessa on symmetriaa, voidaan laskenta-aikaa lyhentää symmetria huomioiden. Muistiin voidaan tallentaa lasketun rakenteen ratkaisu, johon voidaan jälkikäteen lisätä lankoja.

Tulosteena voidaan valita

- virta, langan varaustiheys
- sisäänmenoimpedanssi, -admittanssi, -teho
- säteilyteho, ohmiset häviöt, hyötysuhde
- kentänvoimakkuus, vahvistus, suuntaavuus
- lähikentän  $E$  ja  $H$
- antennien välinen kytkentä
- suuntakuviot
- heijastuspoikkipinta-ala (RCS)

### 3. NECin ratkaisumenetelmä

NEC käyttää ratkaisumenetelmänään langoille ns. sähkökenttäintegraaliyhtälöä, jossa on käytetty hyväksi ohuen langan aproksimaatiota. Pintaelementin virtoja ratkaistaan magneettikenttäintegraalin avulla, joka sopii paremmin suurille tasaisille pinnoille.

Ohuen langan aproksimaatio tarkoittaa sitä, että  
-langan poikittaiset virrat voidaan unohtaa  
-virta on vakio langan poikkileikkauksella  
-langan virta voidaan esittää "virtalierionä"  
-sähkökentän langan suuntainen komponentti on nolla

Nämä oletukset pätevät vain, mikäli langan paksuus on paljon pienempi verrattuna aallonpituuteen ja langan pituuteen.

Edellä mainitut integraaliyhtälöt ratkaistaan ns. momenttimenetelmän avulla, jossa tuntematon funktio esitään ns. kantafunktioiden summana. NECissä segmentin virta esitetään seuraavasti:

$$I_j = A_j + B_j \sin k(s-s_j) + C_j \cos k(s-s_j) ,$$

jossa  $s_j$  kuvaa segmentin keskipistettä.

Segmentin keskeltä otetaan pistemäinen näyte, jolloin ratkaistavaksi jää vain kertoimet  $A_j$ ,  $B_j$  ja  $C_j$ , joista vielä kaksi voidaan eliminoida. Tällöin tuntemattomaksi jää vain yksi vakio, joka kuvaa virran amplitudia ko. pisteessä.

Virta langan päädyssä ei ole tarkasti ottaen nolla, vaan NEC ottaa huomioon tämän pienen virran. Mikäli langan säde muuttuu kesken kaiken, pidetään liitoksen virta vakiona ja annetaan varausjakauman muuttua liitoksen ympäristössä.

Lopullinen yhtälö voidaan periaatteessa esittää yksinkertaistaen matriisina seuraavassa muodossa, jossa matriisi  $[G]$  kuvaa segmenttien välistä kytkentää

$$[G] [I] = [V] , \text{ josta ratkaistaan}$$

$$[I] = [G]^{-1} [V]$$

### 4. Käytännön mallitusohjeita

NEC-ohjelmaa on mahdollista käyttää ilman mitään perustietoja ja kone laskee tuloksiakin, mutta useimmiten vääriä. Yleinen sääntö pätee NECissäkin: puppua sisään, puppua ulos.

Segmentin pituus pitäisi olla alle 0.1 aallonpituutta, kriittisissä paikoissa 0.05 aallonpituutta. Älä myöskään käytä liian lyhyitä segmenttejä: alaraja on jossakin  $1e-4$  tienoilla, tarkempi arvo riippuu koneen sisäisestä laskentatarkkuudesta. Puoliaaltodipoliin käytetään siis 5:stä 9:ään segmenttiä. Kannattaa käyttää paritonta segmenttien lukumäärää, sillä näin saadaan syöttöpiste keskelle dipolia.

Segmentin pituuden suhde sen paksuuteen tulisi olla vähintään 2, ja jos käytetään laajennettua ohuen langan aproksimaatiota, suhde voi olla niinkin pieni kuin 0.5. Langan halkaisija saisi muuttua korkeintaan kertoimella 2.

Pienen luupin minimihalkaisija on luokkaa 0.02 aallonpituutta.

Pintaelementin pinta-alan tulisi olla korkeintaan 0.04 neliöaallonpituutta.

Laskenta-aika riippuu koneen tehosta. Ratkaisuun kuluva aika voidaan kuvata kaavalla

$$T = A \cdot k \cdot N^2 / M + B \cdot N^3 / M^2$$

jossa A ja B ovat konekohtaisia vakioita; N on segmenttien lukumäärä; k=1 vapaassa tilassa, k=2 maaheijastus, k=3 Sommerfeldin integraali maaheijastuksessa; M kuvaa symmetrian astetta 1...3.

DJ9BV on arvioinut NEC-2 tarkkuudeksi yagien mallituksessa gainin osalta +0.2dB. Sivukeiloissa tarkkuus on

+0.5dB -20dB tasolla pääkeilasta  
+1.0dB -20...-25dB tasolla  
+2.0dB -25...-30dB tasolla.

## 5. Esimerkkiantenni ja PC-demonstraatio

Saattuneesta syystä käytettävissäni on CueDee 15-elementtisen 144MHz alueen yagin mitat. Puomin vaikutusta ei ole otettu huomioon eikä liene vielä tarpeellistakaan 144MHz:llä. 432MHz:llä puomin vaikutus olisi huomioitava elementin pituudessa, korjauskertoimeen vaikuttaa elementin kiinnitystapa puomiin.

[20287] BF BID: OH1KH270789  
Date: 10 Aug 89 04:19:50 Z  
From: OH1KH@OH1AF  
Subject: IC-735 Käyttäjälle

Tulipa tuossa korjattua kerhon IC735 josta "viisaamana" ajattelin antaa vinkin.

Tee seuraava koe: Avaa antenniliitin ja vedä se puoliksi ulos. Liikuttele sen jälkeen pikkusen kiinni-auki. Liikkuuko ICn antenniliittimen keskiholkki mukana ??? Luultavasti, sillä ainakin tuossa yksilössä keskiholkki liikkuu noin yhden millin.

Jos liikkui, mutta et tähän päivään mennessä ole huomannut mitään erikoista, kuten esimerkiksi vastaanotossa pätkimistä kuin antennijohto olisi välillä poikki, Sinulla on tuuria.

- Tee pikkuinen välijohto niin että ICssä voit pitää aina liittimen kiinni ja irroittaa antennin johdosta. Jos käytät tuneria tai/ja SWR mittaria välissä, anna sen olla aina ICssä kiinni !!!

Keskitapin johto joka menee pääteasteen bandifiltteriplattaan on nimittäin noin 2,5 cm mittainen kova lanka joka joko katkeaa tai irtoaa piirilevystä kun antennia usein liitetään ja irroitetaan.

Jos olet havainnut pätkimistä, syy on mitä oletettavimmin ässä, ainakin jos Sinulla on tapana irroitaa antenni aina rigin takaa. Joudutkin tekemään seuraavaa:

- Varaa juotin, tinaa, tähtipäinen meisseli ja pätkä ohutta monisäikeistä johtoa
- 1. Avaa rigin yläpuolinen kansi 12 ruuvia
- 2. Irroita valettu pääteastemoduli 4 ruuvia
- 3. Kallista modulia oikealle, katsottuna rigin edestä ja irrota kaikki muut liittimet paitsi harmaiden johtojen (kaiutin, RF-koaksiaali) Liittimet ovat erillaisia ja sopivat vain oikein päin, älä turhaan merkkää..... 4 liitintä
- 4. Kaada moduli rigin oikealle sivulle ja avaa modulin kansi. 17 ruuvia
- 5. Avaa bandifiltterin ruuvit, platta jossa on ferriittirenkaita ja releitä. 6 ruuvia
- 6. Irroita juotokset UHF ja RCA liittimiin nosta platta pois ja juota UHF ja RCA liittimiin menevien "rautalankojen" tilalle lyhyet taipuisat johdonpätkät.
- 7. Kokoa vastakkaisessa järjestyksessä.

Nyt voit vapaasti nyppiä antennia irti ja kiinni.

Yhteensä "vain" 39 ruuvia ja 4 liittimen aukaisu ja kiinnitys !

Äläkä sitten "unohda" yhtään ruuvia !!!! Ne ovat kaikki tarpeen ja hyvä esimerkki siitä että RF-kotelointiin on todella paneuduttu. Ei ole mitään muovikippoja.....

73'Saku OH1KH @ OH1AF

# Tehospektrin Estimoinnista

Jarkko Vuori

Tässä artikkelissa tarkastellaan muutamia tehospektrin estimointimenetelmiä. Aluksi tutkitaan satunnaisen, ääretönenergisten signaalien kuvaamisessa käytettäviä käsitteitä, ja niiden välisiä yhteyksiä. Seuraavaksi tutkitaan näiden signaalien tehospektrin estimointia Fourier-muunnoksen avulla. Lopuksi esitetään kirjoittajan pienimuotoisia käytännön kokeiluja, lähinnä heikon signaalin havaitsemista kohinasta.

## 1 Spektriestimoinnin historiaa

Spektriestimoinnin juuret juontuvat antiikin aikoihin jolloin määriteltiin muutamien luonnonossa esiintyvien perustapahtumien jaksojen pituuksia (vuoden ja vuorokauden pituus) [1].

Moderni spektriestimointi syntyi kuitenkin vasta kun Jean Baptise Fourier 1807 esitti, että jokainen äärellisen ajan kestävä signaali voidaan esittää äärettömänä harmonisten sinisignaalien summana.

Käyttökelpoinen työkalu spektriestimoinnista tuli kun Norbert Wiener ja A. I. Khinchin toisistaan riippumatta kuvasivat 1900-luvun alkupuolella laajassa mielessä

stationäärisen signaalin toisen kertaluvun ominaisuuksia autokorrelaatiofunktion ja tehospektrin avulla. Itse asiassa nämä kaksi em. funktiota muodostavat — kuten myöhemmin tullaan huomaamaan — Fourier-muunnosparin.

Nykyisen laajuuteensa spektriestimoinnin käyttö levisi kun 1965 J. W. Cooley ja J. W. Tukey esittivät tavan laskea estimoinnissa tarvittava Fourier-muunnos huomattavasti aikaisempaa tehokkaammin.

## 2 Peruskäsitteitä

### 2.1 Ääretönenergiset signaalit

Kaikki merkitykselliset tietoliikennesignaalit ovat luonteeltaan satunnaisia, ainakin vastaanottajan kannalta tarkasteltuna — olisi perin merkityksetöntä lähettää signaalia joka olisi jo tarkalleen vastaanottajan tiedossa. Lisäksi kaikki tietoliikennejärjestelmät kärsivät jonkinasteisesta kohinasta.

Monet tietoliikennejärjestelmissä esiintyvistä signaaleista eivät ole periodisia, eivätkä äärellisen ajan kestäviä [4]. Esimerkiksi valkoinen kohina on luonteeltaan eräs tällainen signaali, sen tehospektri ulottuu aina DC-tasolta äärettömyyksiin. Tällaiset signaalit sisältävät äärettömän määrän energiaa (ainakin teoriassa), eikä niihin siksi voida soveltaa normaalin analyysin keinoja — Fourier- ja  $Z$ -muunnosta — näiden muunnosten suppen-

misvaatimuksen vuoksi.

Kehitettäessä menetelmiä ääretönenergi-  
ten signaalien esittämiseksi, satunnaissignaali-  
en käyttö on osoittautunut hyödylliseksi.  
Signaalit kuvataan todennäköisyyslaskenna-  
sta tuttujen keskiarvojen (keskiarvo, variansi,  
autokorrelaatio) avulla. Nämä keskiar-  
vot kuvastavat vain signaalien tärkeimpiä  
ominaisuuksia, ja ovat näin äärellisenergisii  
signaaleja joille voidaan suorittaa Fourier- tai  
 $Z$ -muunnos [2].

## 2.2 Diskreetit satunnaisprosessit

Todennäköisyyslaskennasta on tuttua, että  
*satunnaismuuttuja*  $X(s)$ <sup>1</sup> kuvaa *satunnaisko-*  
*keen* tulokset  $s$  numeroiksi reaaliakselille [5].  
*Satunnaisprosessi* taas kuvaa satunnais-  
kokeen tulokset reaalisiksi ajan funktioiksi.  
Näiden ajan funktioiden ryhmää kutsutaan  
*signaalikokonaisuudeksi* (*ensemble*). Satun-  
naisprosessi saa siis arvokseen jonkin signaa-  
likokonaisuuden  $x(n, s)$  ajan funktion, *näy-*  
*tesignaalin*  $x_i[n] = x(n, s_i)$ . Havainnoitaes-  
sa satunnaisprosessin tulosta tietyllä hetkel-  
lä, ei havaittajalla ole tietoa mitä signaaliko-  
konaisuuden funktiota ollaan havaitsemassa.  
Siten hetkellä  $n_1$  havaittava tulos saattaa ol-  
la minkä tahansa signaalikokonaisuuden ajan  
funktion antama arvo  $x(n_1, s)$ . Toisin sano-  
en,  $x(n_1, s)$  on satunnaismuuttuja  $X_1$  kaik-  
kien näytesignaalien yli ajanhetkenä  $n = n_1$ .  
Näin tarkastellen voidaan satunnaisprosessia  
pitää *satunnaismuuttujien sarjana*.

Aivan kuten satunnaismuuttujienkin yh-  
teydessä, merkinnästä  $x(n, s)$  jätetään yleensä  
 $s$  pois, ja satunnaisprosessi ilmaistaan pel-  
kästään  $x[n]$ :llä<sup>2</sup>. Tämä samalla painottaa si-

<sup>1</sup>Tässä esityksessä  $x(\cdot)$  kuvastaa jatkuvasti määri-  
telyä signaalia ja  $x[\cdot]$  taas diskreetein välein mää-  
riteltyä signaalia. On huomattava että diskreetein  
välein määritellyn signaalin ei tarvitse välttämättä  
olla *kvantisoitu*, ts. saada vain diskreettejä arvoja.

<sup>2</sup>Asiayhteydestä selviää tarkoitetaanko  $x[n]$ :llä

tä seikkaa, että useinkaan ei ole kovin tarpeel-  
lista kantaa huolta siitä minkälaisesta satun-  
naiskokeesta on kyse, merkitystä on pelkäs-  
tään satunnaismuuttujilla  $X_1 = x[n_1]$ ,  $X_2 =$   
 $x[n_2]$ , joiden tiheysfunktiot kuvaavat proses-  
sia vastaavina ajan hetkinä.

Monissa signaalinkäsittelyn sovellutuksis-  
sa satunnaisprosessi toimii varsin tyydyttä-  
vänä mallina ääretönenergisille signaaleille —  
määrätty ääretönenerginen signaali voidaan  
kuvata satunnaisprosessin yhtenä näytesig-  
naalina. Vaikkakin sellaisen signaalin yk-  
sityiskohdat ovat satunnaisia, voidaan niitä  
ennustaa tiettyjen (tilastollisten) signaaliko-  
konaisuuden keskiarvojen avulla varsin hyvin.

## 3 Keskiarvot

### 3.1 Määritelmiä

Koska satunnaisprosessi on indeksoitu satun-  
naismuuttujien joukko, ja koska satunnais-  
muuttujia yleensä kuvataan erilaisten keski-  
arvojen avulla, on hyödyllistä esittää myös sa-  
tunnaisprosessi sen muodostavien satunnais-  
muuttujien tilastollisina keskiarvoina.

Satunnaisprosessin  $x[n]$  *keskiarvo* määritel-  
lään:

$$\overline{x[n]} = E[x[n]] \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} xp_{X_n}(x) dx \quad (1)$$

jossa  $p_{X_n}(x)$  on satunnaismuuttujan  $X_n$  ti-  
heysfunktio ja  $E[\cdot]$  odotusarvo-operaattori.

Lauseke (1) esittää signaalikokonaisuuden  
keskiarvoa, keskiarvoa kaikkien näytesignaali-  
en yli näytehetken pysyessä vakiona<sup>3</sup>. Kui-  
tenkin itse keskiarvo  $\overline{x[n]}$  saattaa riippua näy-  
tehetkestä  $n$ .

signaalin arvoa hetkellä  $n$ , vaiko koko satunnaisp-  
rosessia. Koko satunnaisprosessia voidaan myös jos-  
kus kuvata pelkällä  $x$ :llä

<sup>3</sup>Mikäli diskreetti satunnaisprosessi  $x[n]$  olisi  
kvantisoitu, integraalin sijasta lausekkeessa (1) olisi  
summaoperaatio  $\sum_x xp_{X_n}[x]$

Satunnaisprosessin  $x[n]$  neliöllinen keskiarvo on  $x[n]^2$ :n keskiarvo:

$$E[x[n]^2] \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_{X_n}(x) dx \quad (2)$$

Neliöllistä keskiarvoa kutsutaan usein myös *keskimääräiseksi tehoksi*.

Satunnaisprosessin *varianssi* määritellään:

$$E[(x[n] - \overline{x[n]})^2] = \sigma_x^2 \quad (3)$$

Varianssi kuvastaa signaalin vaihtelevan komponentin (AC-komponentti) tehoa. Mikäli signaalin keskiarvo on nolla (DC-komponentti puuttuu), varianssi vastaa myös signaalin keskimääräistä tehoa.

Keskiarvo, neliöllinen keskiarvo ja varianssi tuottavat hyvin vähän tietoa prosessista. Paljon voimakkaampi prosessin kuvaaja on *autokorrelaatio* sarja, joka määritellään:

$$\phi_{xx}[n, m] = E[x[n]x^*[m]] \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_n x_m^* p_{X_n, X_m}(x_n, x_m) dx_n dx_m \quad (4)$$

jossa  $p_{X_n, X_m}(x_n, x_m)$  on signaalien  $x[n]$  ja  $x[m]$  yhteissatunnaistiheysfunktio ja  $x^*[m]$  on  $x[m]$ :n kompleksikonjugaatti.

On huomattava että yleinen autokorrelaatio on kaksidimensionen sarja. Autokorrelaatio on mitta satunnaisprosessin eriaikaisen havaintopisteiden arvojakaumien riippuvuudelle.

Yleensä satunnaisprosessin tilastolliset ominaisuudet muuttuvat ajan mukana. *Stationäärisessä prosessissa* tilastolliset ominaisuudet ovat *aikainvariantteja*, ts. riippumattomia absoluuttisesta ajan hetkestä; stationäärinen prosessi on riippumaton aika-akselin alkupisteestä. Tämä tarkoittaa että keskiarvo, neliöllinen keskiarvo ja varianssi ovat ajasta riippumattomia. Lisäksi autokorrelaatio on silloin riippuvainen vain aikaerosta  $m - n$ . Siten stationääriselle prosessille saadaan:

$$\overline{x[n]} = E[x[n]] \quad (5)$$

$$\sigma_x^2 = E[(x[n] - \overline{x[n]})^2] \quad (6)$$

$$\phi_{xx}[n, n+m] = \quad (7)$$

$$\phi_{xx}[m] = E[x[n]x^*[n+m]]$$

Eli stationäärisen prosessin autokorrelaatio on yksidimensionaalinen, aikaeron  $m$  funktio.

### 3.2 Aikakeskiarvot

Signaalikokonaisuuden käyttö ääretönenergistien signaalien kuvauksessa on osoittautunut käteväksi matemaattiseksi työkaluksi joka mahdollistaa todennäköisyysteorian hyväksikäytön. Kuitenkin, lähinnä käytännön syistä, on helpompaa tutkia vain yhtä signaalia kuin signaalikokonaisuutta. Esimerkiksi joissain tapauksissa, kun signaalien määrä kokonaisuudessa on suuri, on mahdollista antaa koko signaalikokonaisuutta koskevia tuloksia vain yhtä signaalikokonaisuuden signaalia havainnoimalla. Selvimmin tämä tulee esille määrittelemällä satunnaisprosessin *aikakeskiarvo*:

$$\langle x[n] \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{n=N} x[n] \quad (8)$$

Samaan tapaan on mahdollista määritellä *aika-autokorrelaatio* sarja:

$$\langle x[n]x^*[n+m] \rangle = \quad (9)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{n=N} x[n]x^*[n+m]$$

On osoitettavissa että edellinen raja-arvo on olemassa mikäli  $x[n]$  on stationäärinen prosessi jolla on äärellinen keskiarvo. Kaavojen (8) ja (9) perusteella nähdään että esitetyt aikakeskiarvot ja aika-autokorrelaatiot ovat äärettömän satunnaismuuttujajoukon funktioita. Joissain tapauksissa saattavat aikakeskiarvot olla yhtäsuuria kaikkien signaalikokonaisuuskeskiarvojen kanssa — tällaista signaalia kutsutaan *ergodiseksi*.

Aikakeskiarvo-operaattorilla  $\langle \cdot \rangle$  on siis samat ominaisuudet kuin

## 6 Tehospektrin estimointi

Tutkitaan nollakeskiarvoista, stationääristä satunnaisprosessia jonka autokorrelaatio on  $\phi_{xx}[n]$  ja tehospektritiheys  $P_{xx}(f)$ . Todellisen  $\phi_{xx}[n]$ :n *estimaatti* hyödyntäen  $N$  näytettä saadaan kaavasta<sup>6</sup>:

$$c_{xx}[m] = (15)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x[n]x[n+|m|] \quad |m| \leq (N-1)$$

jota kutsutaan *näyteautokorrelaatiofunktioiksi*.

Suurilla  $N$ :n arvoilla lausekkeen (15) odotusarvo on:

$$E[c_{xx}[n]] = (16)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-|n|-1} E[x[m]x[m+|n|]] = \phi_{xx}[n] - \frac{n}{N} \phi_{xx}[n]$$

Kaavasta (16) nähdään että  $c_{xx}$ :n odotusarvo poikkeaa termin  $\frac{|n|}{N} \phi_{xx}[n]$  verran oikeasta autokorrelaation arvosta. Tätä odotusarvon poikkeamaa todellisesta (tai estimoitavasta) arvosta kutsutaan *biakseksi*.  $c_{xx}$  on siis *biasoitunut*, koska se ei ole yhtäsuuri  $\phi_{xx}$ :n kanssa. Jotta estimaattori olisi käyttökelpoinen, olisi sen biaksen luonnollisesti oltava mahdollisimman pieni. Kaavasta (16) nähdään myös, että  $c_{xx}$  on asympotoottisesti biasoimaton, koska häiriötekijä  $\frac{|n|}{N} \phi_{xx}[n] \rightarrow 0$ , kun  $N \rightarrow \infty$ .

Bias on siis estimaattorin tarkkuuden mittari. Estimaattorin varianssi taas kuvaa estimaattorin hyvyttä. On osoitettavissa [2] että suurilla  $N$ :n arvoilla näyteautokorrelaatiofunktion varianssi on likimäärin:

$$\sigma_{c_{xx}}^2 \cong E[c_{xx}^2[n]] - E^2[c_{xx}[n]] = (17)$$

<sup>6</sup>Signaali oletettu reaaliseksi, joten  $x[n] \equiv x^*[n]$

$$\frac{1}{N} \sum_{i=-(N-|n|-1)}^{N-|n|-1} \phi_{xx}^2[i] + \phi_{xx}[i+n]\phi_{xx}[i-n]$$

$c_{xx}$  on siten *konsistenssi estimaattori*, sillä estimaattorin varianssi pienenee kun näytemäärät kasvavat. Yleisesti estimaattoria kutsutaan *konsistenssiksi*, jos sekä bias että varianssi lähenevät nollaa, kun havaintopisteiden määrä kasvaa suureksi.

### 6.1 Periodogrammi

Tehospektrin estimaatti voidaan laskea ottamalla näyteautokorrelaatiofunktion Fourier-muunnos:

$$I_N(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{xx}[n]e^{-j2\pi fnT} \quad (18)$$

Modifioidaan aluksi havaittua näytesarjaa  $x[n]$  kertomalla se suorakaideikkunafunktiolla:

$$a[n] = \begin{cases} 1 & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0 & \text{muulloin} \end{cases} \quad (19)$$

eli:

$$x_N[n] = x[n]a[n] \quad (20)$$

jotenka  $x_N$  on äärellinen. Nyt voidaan kirjoittaa:

$$c_{xx}[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_N[n]x_N[n+m] \quad (21)$$

Lauseke (18) voidaan siten saattaa muotoon:

$$I_N(f) = (22)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_N[n]x_N[n+m]e^{-j2\pi fmT} = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_N[n] \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_N[n+m]e^{-j2\pi fmT} =$$

$$\frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_N[n]e^{-j2\pi fnT} \right|^2 =$$

$$\frac{1}{N} |X_N(f)|^2$$

Funktio  $I_N(f)$  tunnetaan yleisemmin äärellisen sarjan  $x_N[n]$  *periodogrammina*<sup>7</sup>. Spektriestimaatti saadaan siis kaavan (18) mukaisesti ottamalla Fourier-muunnos näyteautokorrelaatiofunktioista, tai vaihtoehtoisesti kaavan (22) mukaan suoraan havaintodatas-  
ta.

Jotta voitaisiin arvioida kuinka hyvin periodogrammi estimoii tehospektriä, on ratkaistava periodogrammin odotusarvo sekä varianssi. Odotusarvolle saadaan:

$$E[I_N(f)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E[c_{xx}[n]]e^{-j2\pi fnT} \quad (23)$$

huomioimalla kaava (16) saadaan:

$$E[I_N(f)] = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|n|}{N}\right) \phi_{xx}[n]e^{-j2\pi fnT} \quad (24)$$

olkoot

$$a_B[n] = 1 - \frac{|n|}{N} \quad |m| \leq N - 1 \quad (25)$$

joka on *kolmiofunktio* (Bartlett ikkunafunktio [7]). Periodogrammin odotusarvo voidaan nyt lausua:

$$E[I_N(f)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_B[n] \phi_{xx}[n]e^{-j2\pi fnT} \quad (26)$$

Nyt havaitaan että periodogrammi on todellisen tehospektrin (14) biasoitunut estimaatti.  $E[I_N(f)]$  eroaa  $P_{xx}(f)$ :stä ikkunafunktiolla  $a_B[n]$ . Periodogrammin keskiarvo on siten todellisen autokorrelaatiofunktion ja ikkunafunktion tulo. Koska tulo aikatasossa vastaa konvoluutiota taajuustasossa [2], saadaan kaava (26) taajuustasossa muotoon:

$$E[I_N(f)] = \frac{1}{F} \int_{-F/2}^{F/2} P_{xx}(\lambda) A_B(f - \lambda) d\lambda \quad (27)$$

<sup>7</sup>Periodogrammin kehitti 1800- ja 1900-lukujen vaihteessa Sir Arthur Schuster, ja se oli aikanaan ainut systemaattinen tapa havaitun signaalin spektrin laskemiseksi [1].

joka on identtinen Bartlettin spektri-ikkunan kautta saatuun tehospektritiheyteen.  $A_B(f)$  on Bartlettin ikkunafunktion (25) Fourier-muunnos [7]:

$$A_B(f) = \frac{1}{N} \left( \frac{\sin N\pi f}{\sin \pi f} \right)^2 \quad (28)$$

suurilla  $N$ :n arvoilla spektri-ikkuna  $A_B(f)$  lähestyy impulssifunktiota, joten:

$$E[I_N(f)] \cong P_{xx}(f) \quad (29)$$

eli periodogrammi on asympotoottisesti biasoitamaton, koska Bartlett-ikkunafunktio häviää suurilla  $N$ :n arvoilla.

Periodogrammin varianssille suurilla  $N$ :n arvoilla saadaan [2]:

$$\sigma_{I_N}^2 \cong RP_{xx}^2(f) \quad (30)$$

missä  $R$  on vakio joka riippuu käytetystä ikkunafunktiosta. Lausekkeesta (30) nähdään että kun  $N$  kasvaa suureksi, varianssi muuttuu suhteessa spektrin neliöön, eikä konvergoitu oikeaan spektriin. Itse asiassa kun Fourier-muunnoksen pituus  $N$  kasvaa, niin estimaatin antaman spektrin muutokset tulevat tiuhemmiksi. Periodogrammi ei siksi ole konsistenssi estimattori.

## 6.2 Keskiarvoistettu periodogrammi

Periodogrammin ongelmana oli että sen varianssi ei pienentynyt havaintopisteiden määrän kasvaessa. Eräs ratkaisu tähän ongelmaan on useiden näytteiden otto (tässä tapauksessa useamman periodogrammin käyttö).

Tutkitaan aluksi yleistä useamman näytteen varianssin modostumista. Olkoot  $X_1, X_2, \dots, X_N$  näytteitä  $N$ :stä riippumattomasta satunnaismuuttujan  $X$  havainnosta<sup>8</sup>.

<sup>8</sup>Vastaavanlainen tulos saadaan myös — tosin hiukan työläämmin — mikäli näytteet ovat toisistaan riippuvaisia [5].



Tämän satunnaismuuttujan keskiarvo on  $\bar{x}$  ja varianssi  $\sigma_x^2$ . Jokainen näyte on satunnaismuuttuja, ja näin on myös niiden summa  $Z = X_1 + X_2 + \dots + X_N$  ja näytekkeskiarvo  $\mu = Z/N$ . Siten  $\bar{z} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2 + \dots + \bar{x}_N = N\bar{x}$  ja  $\sigma_z^2 = N\sigma_x^2$ . Näin on  $\bar{\mu} = \bar{z}/N = \bar{x}$  kun

$$\sigma_\mu^2 = E[(\mu - \bar{\mu})^2] = \quad (31)$$

$$\frac{1}{N^2} E[(z - \bar{z})^2] = \frac{1}{N^2} \sigma_z^2 = \frac{1}{N} \sigma_x^2$$

Koska varianssi  $\sigma_\mu^2$  pienenee, kun  $N$  kasvaa, näytekkeskiarvo  $\mu$  lähestyy  $m_x$ :ää rajatta, kun  $N \rightarrow \infty$ .

Edellisellä tuloksella on varsin mielenkiintoisia sovellutuksia; sen avulla voidaan satunnaisesti oikein toimivan koneen antamia tuloksia pitää oikeina tietyllä varmuudella kun tuloksia havainnoidaan riittävästi [8]. Myös A/D-muuntimen resoluutiota voidaan näppärästi kasvattaa lisäämällä muunnettavaan signaaliin kohinaa, muuntamalla tätä signaalia useampia kertoja, ja ottamalla näiden muunnosten keskiarvo [9].

Samaa useamman riippumattoman estimaatin keskiarvoistamista voidaan hyödyntää myös periodogrammin varianssin pienentämiseksi. Aluksi havaintopisteet  $x[n]$   $0 \leq n \leq N-1$  jaetaan  $K$  segmenttiin joista jokainen sisältää  $M$  näytettä siten, että  $N = KM$ , eli segmentit ovat:

$$x^{(i)}[n] = x[n + iM - M], \quad (32)$$

$$0 \leq M-1, 1 \leq i \leq K$$

$K$  periodogrammia lasketaan:

$$I_M^{(i)}(f) = \frac{1}{M} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x^{(i)}[n] e^{-j2\pi fT} \right|^2 \quad (33)$$

Mikäli  $\phi_{xx}[n]$  on pieni kun  $m > M$ , on kohutuullista olettaa, että periodogrammit  $I_N^{(i)}(f)$  ovat toisistaan riippumattomia. Spektriestimaatti määritellään tällöin:

$$B_{xx}(f) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K I_M^{(i)}(f) \quad (34)$$

Spektriestimaatin odotusarvolle saadaan:

$$E[B_{xx}(f)] = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K E[I_M^{(i)}(f)] = \quad (35)$$

$$E[I_M^{(i)}(f)]$$

Kaavoista (27) ja (28) saadaan:

$$E[B_{xx}(f)] = E[I_M^{(i)}(f)] = \quad (36)$$

$$\frac{1}{FM} \sum_{-F/2}^{F/2} P_{xx}(\lambda) \left( \frac{\sin N\pi(f-\lambda)}{\sin \pi(f-\lambda)} \right)^2 d\lambda$$

Ts. estimaatin odotusarvo on todellisen spektrin konvoluutio kolmioikkunan Fouriermuunnoksen kanssa, joka vastaa tilannetta  $M$ -näytteisen periodogrammin kanssa kun  $M = N/K$ . Siten estimaattori on biasoitunut. Kaavojen (30) ja (31) avulla saadaan estimaatin varianssi:

$$\sigma_{B_{xx}}^2 = \frac{1}{K} \sigma_{I_M}^2 \cong \frac{1}{K} R P_{xx}(f)^2 \quad (37)$$

Kaavasta nähdään että  $B_{xx}(f)$ :n varianssi lähestyy nolaa kun  $K$  kasvaa suureksi, estimaattori on siten konsistenssi.

### 6.3 Signaalin havaitseminen

Havaittavan signaalin oletetaan hautatuneen valkoiseen Gaussin kohinaan. Havaitseminen antaa tulokseksi joko 'signaali havaittu', tai 'signaalia ei havaittu'. Ilmaisimesa olevan päätöksentekoprosessin tehtävänä on päättää havaittujen mittausten perusteella, onko signaalia kohinan seassa vai ei.

Todennäköisyyttä sille, että estimaattori väittää signaalin löytyvän, vaikka näin ei todellisuudessa ole, merkitään  $P_{fa}$ . Vastaavasti todennäköisyys sille, että signaali havaitaan, mikäli se on kohinan seassa, merkitään  $P_d$ .

Eräs tapa toteuttaa signaali-ilmaisim on toteuttaa edellisessä kappaleessa esitetty spektrin estimointimenetelmä, useamman periodogrammin keskiarvoistaminen. Tästä spektriestimaatista on sitten pääteltävissä onko

signaalia kohinassa vai ei. Mikäli ei ole ennalta tiedossa (*a priori*) signaalin esiintymistodennäköisyyttä, signaali voidaan ilmaista havaituksi mikäli sen teho määrättyllä taajuuskaistalla ylittää ennalta asetetun rajan. Ilmaisimen tarvitsema havaittavan näytejonon teoreettinen *signaali/kohinasuhde* (signaalin ja kohinan varianssin suhde) saadaan parametrien  $P_{fa}$ ,  $P_d$  ja  $K$  (riippumattomien periodogrammien määrä) avulla lausuttua [11] desibeleissä:

$$SNR_{DI} = -5 \log K \quad (38)$$

$$+ \left( 6.2 + \frac{4.54}{\sqrt{K + 0.44}} \right)$$

$$\times \log (A + 0.12AB + 1.7B)$$

jossa

$$A = \ln \left( \frac{0.62}{P_{fa}} \right)$$

$$B = \ln \left( \frac{P_d}{1 - P_d} \right)$$

Kaavasta voidaan havaita, että jos havaittävien periodogrammien määrä kaksinkertaistuu, niin ilmaisimelle johdettavan signaalin S/N-suhde voi huonontua n. 1.5dB:llä.

Koko signaalinkäsittelysysteemin ilmaisuun vaatima alhaisin S/N-suhde yhden hertsin kaistanleveyttä kohti saadaan desibeleinä kaavasta:

$$SNR = SNR_{DI} \quad (39)$$

$$+ 10 \log k_w \Delta F$$

$$+ SL$$

$$+ PL$$

jossa  $k_w$  on käytetyn ikkunafunktion *kohinaluku* (suorakaideikkunalle se on 1.00 [7]),  $\Delta F$  on Fourier-muunnoksen yhden 'karsinan' (*bin*) leveys (näytteenottotaajuus jaettuna Fourier-muunnoksen karsinoiden määrällä),  $SL$  on Fourier-muunnoksen *karsinahäviöt* (*scalloping loss*, suorakaideikkunalla 3.92dB

[7]), ja  $PL$ -termi esittää yleisiä signaalinkäsittelyhäviöitä (kvantisointikohina, laskutarkkuuden kohina, ym.).

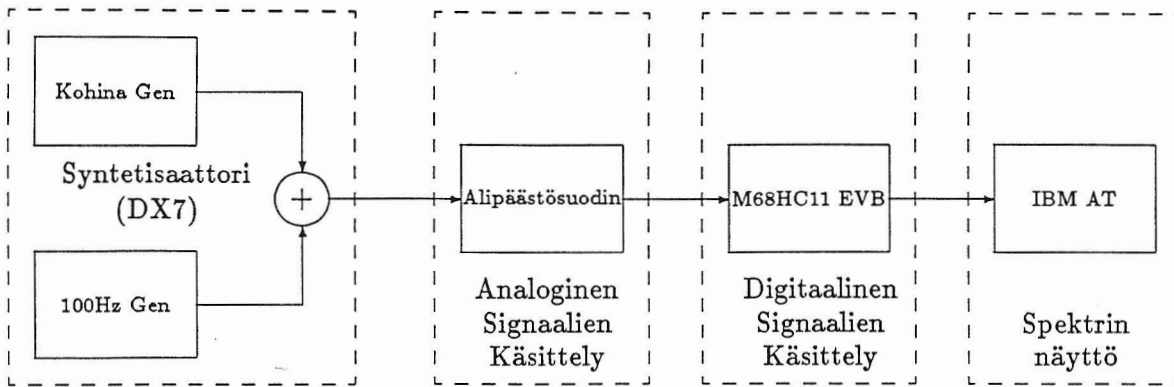
## 7 Käytännön kokeilut

Edellä esitettyjä teorioita päätettiin kokeilla käytännössä. Kokeiluja varten toteutettiin spektriestimaattori, joka näyttää havaitsemansa signaalin taajuustasossa kuvaruudulla. Järjestelmä analysoi taajuusalueen 0–200Hz. Estimoinnissa käytettiin kappaleessa 6.2 esitettyä usean periodogrammin keskiarvoistamista.

### 7.1 Laitteisto

Laitteisto on esitetty kuvassa 1. Signaaligeneraattorin (Yamaha DX7 syntetisaattori) avulla generoidaan 100Hz:n sinisignaali, johon summataan valkoista kohinaa. Kohinan taso on säädettävissä, jotenka signaalilähteen ulostulon S/N-suhdetta voidaan vapaasti vaihdella. Signaaligeneraattorista signaali johdetaan analogiseen signaalinkäsittelyosaan. Analogisessa signaalinkäsittelyosassa vahvistetaan signaalia ja alipäästösuodatetaan se viidennen asteen Butterworth-suotimessa (-20dB/oktaavi) jonka rajataajuus on n. 200Hz. Vahvistettu ja alipäästösuodatettu signaali johdetaan sitten Motorolan M68HC11 EVB-kortilla sijaitsevaan M68HC11-mikroprosessorin 8-bitin A/D-muuntimeen. Muuntimen näytteenottotaajuus on käyttäjän aseteltavissa, mutta se on oltava Nyqvistin näytteenottoteoreeman mukaan vähintään kaksinkertainen signaalin suurimpaan taajuuskomponenttiin nähden<sup>9</sup>. Tämän jälkeen kaikki signaa-

<sup>9</sup>Käytännössä kaksinkertainen näytteenottotaajuus asettaisi varsin tiukkoja vaatimuksia alipäästösuotimelle. Yleisempää onkin että näytteenottotaajuus on kolme-nelikertainen näytteistettävän signaalin maksimitaajuuskomponenttiin nähden.



Kuva 1: Käytetty laitteisto

linkäsittely on digitaalista. M68HC11-prosessori suorittaa kaikki signaalinkäsittelyoperaatiot, valmiit lopputulokset johdetaan 9600bit/s sarjaliikennelinjan kautta IBM AT:lle jossa ne esitetään graafisesti kuvauudulla.

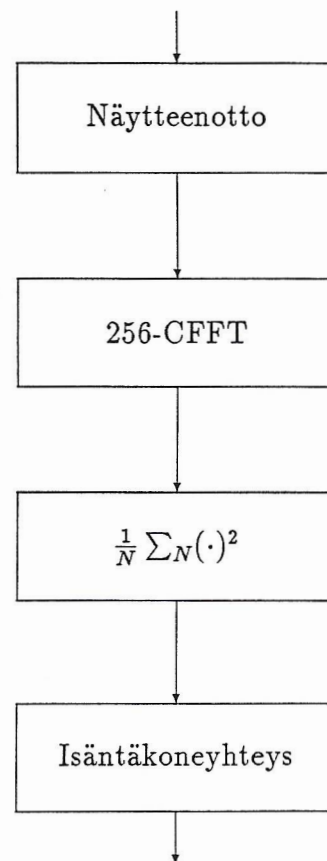
## 7.2 Ohjelmisto

### 7.2.1 Signaalinkäsittelyohjelmisto

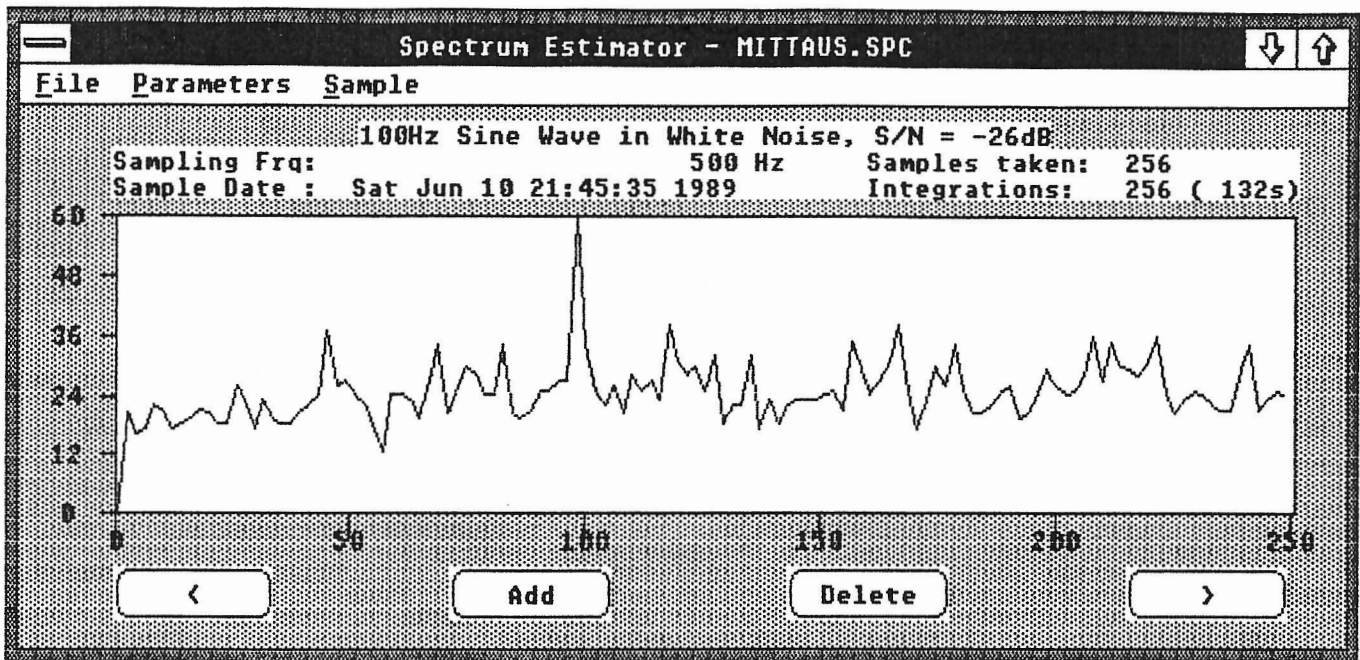
Kaikki digitaalinen signaalinkäsittely hoidetaan Motorolan M68HC11-mikrokontrollerin avulla. Ohjelmisto pyörii M68HC11-prosessorille kehitellyn MULTINEL moniajokäyttöjärjestelmän [13] alaisuudessa. Pääosin (n. 600 riviä) ohjelmisto on toteutettu assemblerilla (nopeusvaatimukset), n. 25% koodista on kuitenkin pystytty tekemään C-kielellä.

Ohjelmiston erilliset moduulit on toteutettu omina prosesseinaan (kuva 2) jotka kommunikoivat toistensa kanssa MULTINELin jonojen avulla. Näin voidaan erilliset signaalinkäsittelylohkot pitää tosistaan riippumattomina moduuleina.

Näytteiden luvun hoitava prosessi ottaa annetulla näytteenottotaajuudella (normaalisti 500Hz) signaalista 256 näytettä, muuntaa näytteet samalla käytettävään kiinteään pisteeseen, kahden komplementti esitysmuotoon



Kuva 2: Ohjelmiston rakenne



Kuva 3: -26dB:n S/N suhteen sinisignaalin tehospektri 256 periodogrammin keskiarvona

(Q15 [15]), ja lähettää nämä näytteet edelleen.

Fourier-laskentaprosessi toteuttaa Fourier-muunnoksen 'perinteisellä' nopealla kompleksisella Fourier-muunnoksella (CFFT), kuitenkin siten, että yhdellä kerralla lasketaan samanaikaisesti kaksi erillistä reaalista muunnosta [12]. Näin menetellen 8MHz:n M68HC11 pystyy suorittamaan yhden 256 pisteen reaalisen FFT:n n. 110mS:ssa. Skaalaukset hoidetaan jakamalla jokaisen FFT:n 'perhosen' (*butterfly*) syöttöluvut kahdella. Tämä menetelmä ei hyödynnä 16-bitin dynamiikkaa täysin, vaan viisi alinta bittiä menetetään kiinteän skaalauksen vuoksi [14]. Tällä ei ole kuitenkaan suurta vaikutusta keskiarvoistamisen vuoksi. Kertolaskujen yhteydessä käytetään ylöspäin pyöristystä.

Fourier-laskentaprosessi johtaa muunnetut näytteet integraattoriosaan, joka ensin ottaa kompleksisen arvon itseisarvon ja korottaa sen toiseen potenssiin. Seuraavaksi muodos-

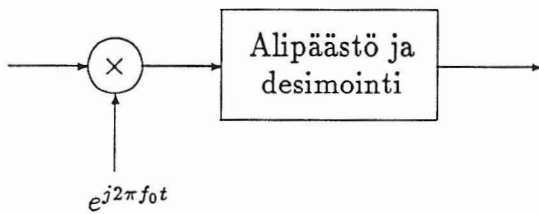
tetaan perättäisten muunnosten kumulatiivinen summa. Kun tarvittava määrä muunnoksia on summattu, jaetaan tulos muunnosten määrällä (näin muodostuu keskiarvo), ja lähetetään se tietoliikenneprosessille.

Tietoliikenneprosessi hoitaa yhteydenpidon isäntäkoneen (IBM AT) kanssa. Mittaus tulokset lähetetään isäntäkoneelle, ja mittausparametrit (näytteenottotaajuus, integrointien määrä) sekä mittauksen aloituskäsky saadaan isäntäkoneelta.

### 7.2.2 Visualisointiohjelmisto

Spektrin näyttöohjelmisto on toteutettu C:llä (n. 1600 riviä) Microsoft-Windows ympäristöön. Näyttöohjelmisto ei tee mitään laskentaa, vaan pelkästään käynnistää näyttöiden oton ja esittää havainnollisesti (sikäli mikäli) saadut tulokset.

Näyttöohjelmistolla on mahdollista myös parametrisoida digitaalista signaalinkäsittelyprosessia. Lähinnä voidaan vaikuttaa näyt-



Kuva 4: Taajuusalueen siirto  $f_0$ :lla

teenottotaajuuteen, keskiarvoistettavien periodogrammien määrään, sekä siihen halutaanko nähtäväksi signaali taajuus- vaiko aikatasossa.

### 7.3 Tulokset

Järjestelmän toimivuutta kokeiltiin 'hautamalla' 100Hz:n signaali S/N-suhteella -26dB kohinaan, eli signaali on heikompi kuin kohinataso. Otettaessa 256 erillistä periodogrammia ja näiden keskiarvo, saatiin kuvan 3 mukainen tulos. Kuvasta nähdään että signaali on vielä helposti havaittavissa.

Kaavasta (39) nähdään että 256 periodogramilla, suorakaideikkunafunktiolla ja havainnon luotettavuusparametrien arvoilla  $P_d = 0.5$ ,  $P_{fa} = 0.0001$  tarvitaan vähintään 0.88dB/Hz S/N-suhde jotta signaali voitaisiin havaita. Järjestelmän sisäänmenossa tarvittava laskennallinen kokonais S/N-suhde on siten  $0.88 + 10 \log \frac{1}{500} = -26.1\text{dB}$ , joten koejärjestely todentaa teorian käytännössä varsin mallikkaasti.

### 7.4 Parannuksia

Mikäli analysoitava taajuuskaista on pieni suhteessa suurimpaan taajuuskomponenttiin, käytetty menetelmä on varsin tehoton; näytteenottotaajuus on pidettävä korkeana jotta suurin taajuuskomponentti voitaisiin toistaa,

ja FFT:n resoluution on oltava suuri sillä mitattava taajuuskaista alkaa nolasta ulottuen aina analysointikaistan suurimpaan taajuuskomponenttiin. Tilannetta voidaan helpottaa siirtämällä analysoitava taajuuskaista alkaamaan nolasta ja *desimoimalla* (*decimate*)<sup>10</sup>, eli alentamalla sisäistä näytteenottotaajuutta, jolloin käytössä oleva taajuuskaista vastaa suoraan analysoitavaa taajuuskaistaa, kuva 4. Desimointi toteutetaan yleensä redusoimalla, eli jättämällä joka  $N$ s näyte pois.

Tarkemman erottelun saavuttamiseksi olisi käytettävä jotain muuta ikkunafunktiota kuin yksinkertaista suorakaidefunktiota. Sopivan ikkunafunktion valinta on kuitenkin varsin hankala prosessi, yleensä joudutaan tekemään kiusallisia kompromisseja resoluution ja pohjakohinatason kanssa [7].

Nykyisellä laitteistolla maksimi käyttökelppoinen analysoitava taajuus on 200Hz, mikä ei useimpiin käytännön sovelluksiin riitä alkuunkaan. Yleiskäyttöisillä signaaliprosessoreilla (Texasin TMS320C25, Motorolan DSP56001) maksimitaajuutta voitaisiin kuitenkin nostaa huomattavasti<sup>11</sup>.

Tässä esityksessä käytetyt menetelmät kuuluvat ns. klassisten spektriestimaattorien luokkaan. Uudempia ja monessa mielessä tehokkaampia menetelmiä ovat parametroidut (AR, MA, ARMA, jne.) ja adaptiiviset estimaattorit. Näiden avulla saadaan yleensä parempia estimaatteja vähemmällä havaintodatalla kuin mitä yksinkertaisella periodogrammin menetelmällä [17].

## 8 Mahdollisia sovelluksia

Spektriestimoinnin sovellusalue on kaikenkaikkiaan erittäin laaja; muutama esimerkki:

- Matalan S/N-suhteen tietoliikenne. Kuten kokeiluesimerkistä nähtiin, spektries-

<sup>10</sup>vrt. saks. *detzimieren*, teloittaa joka kymmenes.

<sup>11</sup>esim. Motorolan DSP56001 laskee 256 pisteen FFT:n n. 0.5mS:ssa [16].

timoinnilla pystyttiin havaitsemaan huomattavasti alle kohinatason (-26dB) oleva signaali. Koodaamalla lähetettävä informaatio sopivasti voidaan rakentaa tietoliikenneyhteys sangen alhaisilla lähetystehoilla pitkienkin yhteyksien päähän.

- Kantoaallon havaitseminen. Satelliittiyhteisillä vastaanotettavat signaalit ovat usein hyvin heikkoja, ja itse lähetyksen kantoaallon taajuutta ei välttämättä Doppler-ilmiön vuoksi tunneta. Spektriestimoinnilla voidaan löytää tällaiset heikot kantoaallot, joihin voidaan niiden havaitsemisen jälkeen lukittua.

## Viiteluettelo

- [1] Robinson, E., A.(1982): "A Historical Perspective of Spectrum Estimation", Proc. of the IEEE, Vol. 70, No. 9
- [2] Oppenheim, A. V., Schaffer, R. W.(1975): "Digital Signal Processing", Prentice-Hall
- [3] DeFatta, D. J., Lucas, J. G., Hodgkiss, W. S.(1988): "Digital Signal Processing", John Wiley & Sons
- [4] Carlson, A. B.(1986): "Communication Systems", McGraw-Hill
- [5] Papoulis, A.(1984): "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill
- [6] Kay, S. M., Marple, S. L.(1981): "Spectrum Analysis - A Modern Perspective", Proc. of the IEEE, Vol. 69, No. 11
- [7] Harris, F., J.(1978): "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proc. of the IEEE, Vol. 66, No. 1
- [8] Balcazar, J. L., Diaz, J., Gabarro, J.(1988): "Structural Complexity", Springer-Verlag
- [9] Vuori, J., Koljonen, T.(1988): "Lisää erottelua A/D-muuntimeen", Proessori, No. 11
- [10] Welch, P.(1967): "The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. 15, No. 2
- [11] Alberhseim, W., J.(1981): "A Closed-form Approximation to Robertson's Detection Characteristics", Proc. of the IEEE, Vol. 69, No. 6
- [12] Sorensen, H. V., Jones, D. L., Heideman, M. T., Burrus, C. S.(1987): "Real-Valued Fast Fourier Transform Algorithms", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 35, No. 6
- [13] Vuori, J.(1988): "Pieni monografi MULTINEL moniajokäyttöjärjestelmää", julkaisematon
- [14] Welch, P. D.(1969): "A Fixed-Point Fast Fourier Transform Error Analysis", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. 17, No. 2
- [15] Chrysafis, A., Lansdowne, S.(1988): "Fractional and Integer Arithmetic Using the DSP56000 Family of General-Purpose Digital Signal Processors", Motorola Application Report APR3
- [16] Shear, D.(1988): "EDN's DSP Benchmarks", EDN, Sept. 29
- [17] Candy, J., V.(1988): "Signal Processing, The Modern Approach", McGraw-Hill

21.9.1989

VHF / UHF RADIOKELIHAVAINTOJA -- ELOKUU 1989

Yhteenvedo elokuun 1989 sääolosuhteista Uudellamaalla (Hyrylä, Tuusula):  
Keskilämpötila oli  $+14.5^{\circ}$  (mikä on  $0.8^{\circ}$  alle normaalisen). Ylin mitattu  
lämpötila oli  $+26.0^{\circ}$  (3.8) ja alin  $+1.9^{\circ}$  (31.8); aamupakkasia maanpinnassa  
esiintyi vain 30.8 ja 31.8. Sademäärä Hyrylässä oli 83.6 mm (116%), josta  
suurin osa satoi 21.8 ja 23.8 lämpimän rintaman ollessa paikalla.

Tropo

VHF-kelit olivat parhaimmillaan Jokelassa 14-15.8 sekä 21.8 (23-02 UTC eri-  
tyisesti Turun ja Tukholman ULA:t !); mainittuina aikoina korkean keskuksen  
ajelehtivät Suomen eteläpuolella itää kohden ja ainakin eteläosaan maata  
ulottui niistä selänne. Tampereen ja Mikkelin UHF-televisiot olivat hyvin  
voimakkaita Jokelassa aamulla 17.8.

Huonoimmat lievealueen kelit Jokelassa: 4.8 ja 26.8; näinä päivinä Suomen  
ylitse ajelehtivät matalan keskuksen.

Ahvenanmaalla Visbyn UHF-televisio oli näkyvässä yli 15 päivänä (d = 300 km)  
ja voimakkaimmat signaalit mitattiin: 7-9.8, 14.8 ja 16.8; myöhään illalla  
20.8 oli voimakas kelipiikki. Visbyn ULA 97.2 MHz oli voimakkain aamulla  
7.8 ja koko päivän 31.8, jolloin korkean keskuksen purjehti alueen ylitse.

Es

Televisiokanava E2 -mittausten mukaan (55.2 MHz) Es-keliä on elokuussa  
ollut varsin runsaasti. Parhaita Es-päiviä näyttäisivät olevan:  
1.8, 3.8, 8.8, 10.8 ja 22.8. Ainoat päivät elokuussa, jolloin  
kummastakaan suunnasta (S ja N) ei ole tullut kanavalla E2 minkäänlaisia  
signaaleita, ovat: 16.8, 20.8, 26.8 ja 30.8.

Aurora

Geomagneettista häiriöisyyttä on erittäin hiljaisen heinäkuun vastapainoksi  
ollut varsin runsaasti elokuun puolivälissä ja loppupuolella.

Radioauroraa näkyy Jokelan mittauksissa television I-alueella ja ULA-alueella

10.8	iltapäivällä (ja yöllä)	(Sodankylän max. Q-indeksi = 6-7)
14.8	iltapäivällä	(Q=7-8)
15.8	aamulla (ja illalla)	(Q=8-9) aamulla ULA:t kovaa
21.8	illalla (ja yöllä)	(Q=6-7)
23.8	iltapäivällä ja illalla	(Q=6-7) 15-17 UTC ULA:t hyvin
28.8	illalla ja yöllä	(Q=7-8) aamulla 29.8 ULA:t voimakkaasti

Heikompa auroraa sekä jonkinlaista "sekakeliä" ollut monena muuna päivänä;  
kaikesta päätellen myös nk. Aurora-Es -keliä, jossa eteneminen tapahtuu  
"suoraan" (isoympyräreittä) geomagneettisen häiriöisyyden aikana.

F<sub>2</sub>

F<sub>2</sub> -etenemistä tuskin on esiintynyt korkeilla taajuuksilla ja kriittiset  
taajuudet (foF<sub>2</sub>) ovat olleet sekä ennustettuja että heinäkuun arvoja pie-  
nempiä; heinäkuun 1989 arvoissa näkyy hyvin geomagneettinen rauhallisuus.

Eriyisesti 10-11.8 sekä 14-19.8 HF-kelit ovat olleet suorastaan huonot,  
samaten 28-29.8 liittyen geomagneettiseen häiriöisyyteen.

Todettuja  
pilkkulokujen  
ja "solar fluxin"  
kuukausikeskiarvoja

kk	R	S-flux
7.88	112	153
8.88	111	154
9.88	121	152
10.88	124	170
11.88	126	157
12.88	179	200
1.89	161	236
2.89	164	223
3.89	131	207
4.89	129	189
5.89	138	191
6.89	196	242
7.89	127	183
8.89	166	218

Elokuun viimeisellä viikolla päivittäiset auringonpilkkuluvut ovat olleet  
suorastaan hämmästyttävän pieniä (esimerkiksi 28.8 Ri = 50 !!).

Aurinko on kuitenkin silloinkin ollut aktiivinen ja nk. radioburstien  
määrä on erityisesti 28.8 ollut mahtava.

Mitattujen protonihiukkasten määrä on erityisesti 13.8 mutta myös 14.8  
sekä 12.8 ja 16.8 ollut älytön, ylittäen jopa 13.3.89 ja 14.3.89 mitatut  
protoniluvut. Elokuussa 1989 kirjattiin 15 päivänä nk. "proton event".

Ihänkuukausiksi ennustetut auringonpilkkuluvut ovat hyvin ristiriitaisia ja  
varsinaisen "Sunspot Index Data Center:in" (Bruxelles) mukaan pilkkumaksimi  
olisi jo saavutettu; Boulderin, FTZ:n ym. mukaan ei sentään vielä.

Day	Ri	10 cm	Number of Events						Pro- ton	Geo- mag.	foF2	
			Xray X	M	opt. Fl.	Radio X	M	SWF X				M
1	158	193										
2	187	196		1				1				
3	193	213		1							+1.1	
4	210	220					1					
5	227	234		2	1			1				
6	220	233		4	1			2			+1.6	
7	206	232		4			1	1			+1.1	
8	210	225		1								
9	218	226						1			+1.6	
10	200	224		1						4.4		
11	202	235		4						3.6	-1.2	
12	188	286	1	2	1		1	1	2300		+1.5	
13	198	255		1					9200			
14	189	266	1	4	1				5000	4.5		
15	196	278	1	9					550	4.6	-1.3	
16	169	254	1		1		1		2300	3.8	-1.4	
17	192	258	1	1			1		500	4.0		
18	189	261							100	3.8	-2.0	
19	202	244							150			
20	209	231							510	3.5		
21	203	222							20	3.1		
22	160	202							15		-1.5	
23	133	188		1					37	3.8	+1.1	
24	129	179							13			
25	100	158							10			
26	95	159		1			1		10		+1.3	
27	57	156					1	2		3.8	+1.3	
28	50	170		1			2	10			-1.4	
29	70	176		8	1			3		4.4	-2.0	
30	94	188		3					1	3.4		
31	116	205		3			1				-1.5	
Numb			5	52	6	4	21	1	9	15	13	16
Mean	166.8	218.3										7.6

## Explanations:

- RI : provisional sunspot number from Sunspot Index Data Center Brussels  
 10 cm : 10 cm flux Ottawa  
 Xray : X = >0.1 erg/(cm<sup>2</sup>\*sec), M = 0.01-0.1 erg/(cm<sup>2</sup>\*sec)  
 opt. Fl. : optical flares of importance >1  
 Radio : radio bursts (X = >10000 FU., M = 1000-10000 FU.)  
 SWF : short wave fadeouts observed at Norddeich  
 : (X = importance 3, M = importance 2)  
 Proton : proton events (maximum number of particles)  
 Geomag. : mean value of the k-indices (only >3.0) from Wingst  
 foF2 : deviation of the foF2 values (St. Peter-Ording) at noon (09-13 UTC) from the monthly median value (only deviations >1.0 MHz)  
 C : no value available

## Sunspot Numbers predicted by FTZ:

September	164	October	166	November	169
December	171	January	173	February	175



23.10.1989

VHF / UHF RADIOKELIHAVAINTOJA -- SYYSKUU 1989

Yhteenveto syyskuun 1989 sääolosuhteista Uudellamaalla (Hyrylä, Tuusula):  
Keskilämpötila oli  $+11.4^{\circ}$  (mikä on  $1.1^{\circ}$  yli normaalisen). Ylin mitattu lämpötila oli  $+19.5^{\circ}$  (23.9) ja alin  $-0.2^{\circ}$  (12.9, jolloin maanpinnassa oli  $-2.5^{\circ}$ ; myös aamulla 4.9, 5.9 ja 14.9 oli maanpinnassa hieman pakkasasteita). Sademäärä Hyrylässä oli 30.0 mm, mikä on noin puolet normaalisesta.

Tropo

Syyskuun tropokelit huipentuivat 23-24.9, kun Baltiassa ollut korkean alue väistyi itään päin ja "kypsyi". Yöllä 23-24.9 näkyi Jokioisten sääluotauksessa erittäin kuiva ( $RH \approx 10\%$ ) ja lämmin ilmakerros vajaan kilometrin korkeudella; koko Itämeren alueella oli laajoja sumualueita. Illalla 23.9 Tukholman ULA:t löivät kaikki voimakkuusennätykset ja vielä aamulla ja päivällä 24.9 olivat pohjoisen/idän sektorissa olevat ULA-asetat hyvin voimakkaita (Tampere, Jyväskylä, Mikkelin ym.).

UHF-asetat olivat erityisen voimakkaita myös 12.9 aamulla sekä 26.9 illalla. Myös 3-6.9 ainakin osa Suomea kuului korkean vaikutuspiiriin, samoin 8-14.9 ja VHF/UHF -signaalit olivat niinä aikoina ajoittain voimistuneita.

Huonoimmat lievealueiden kelit ilmeisesti: 16-17.9 ja 28.9 sekä 30.9, jolloin sateleva säärintama ajeli Suomen ylitse.

Es

Es-keliäkin on vielä syyskuun aikana esiintynyt ainakin 2.9 illalla, 7.9 päivällä ja illalla (osin Aurora-Es-keliä), 9.9 päivällä (ja 20.9 aamulla).

Aurora

Geomagneettista häiriöisyyttä on esiintynyt hieman vähemmän kuin elokuussa mutta Etelä-Suomessakin hyvin näkyviä revontulia on ollut ainakin 18.9 ja 26.9 illalla. Radioaurora näkyy Jokelan mittauksissa ULA- ja Tv:n I-alueella:

2.9	iltapäivällä	(Sodankylän max. Q-indeksi 5-6)
4.9	aamuyöllä	(Q = 7-8) 5.9 aamuyöllä Q = 6-7,
7.9	illalla	(Q = 6-7)
15.9	iltapäivällä ja illalla	(Q = 5-6 ja 7-8)
18.9	illalla	(Q = 7-8)
19.9	aamulla (ja illalla)	(Q = 8-9 ja 4-5)
26.9	iltapäivällä ja illalla	(Q = 5-6 ja 6-7)

Heikompaa radioaurora näkyy mm. 9.9 illalla, 13.9 illalla, 16.9 illalla, 22.9 ja 24.9 sekoittuen tropokeliin sekä vielä 28.9 ja 30.9 illalla.

Geomagneettisesti aktiivisin päivä oli 19.9 ja hiljaisimmat 11.9 sekä 23.9.

Lokakuu 1989 tulee olemaan geomagneettisesti hyvin aktiivinen...

F<sub>2</sub>

HF-kelit ovat syyskuun loppua kohden ratkaisevasti parantuneet korkeampien taajuuksien osalta. Tiedossa ei ole onko 50 MHz:n alueella ollut syyskuussa muuta kuin Es-keliä mutta F<sub>2</sub>-keliäkin on saattanut esiintyä.

Todettuja pilkkulukujen ja "solar fluxin" kuukausikeskiarvoja		
kk	F	S-flux
7.88	112	153
8.88	111	154
9.88	121	152
10.88	124	170
11.88	126	157
12.88	179	200
1.89	161	236
2.89	164	223
3.89	131	207
4.89	129	189
5.89	138	191
6.89	196	242
7.89	127	183
8.89	166	218
9.89	176	225

16.9 ja etenkin 19.9 HF-kelit ovat olleet jokseenkin lamassa geomagneettisten häiriöiden takia ja etenkin kuun alkupuoliskolla on auringossa todettu runsaasti purkauksia ja muuta aktiviteettia.

"Protonisateita" on todettu 4. ja 5.9, 12-14.9 ja erittäin voimakkaana 29.9 ja 30.9; puolenpäivän aikaan 29.9 auringossa on ollut erittäin voimakas röntgensädepurkaus ("X-ray"), vaikka päivittäinen auringonpilkkuluku on 29.9 ollut melko vaatimaton ( $R_i=134$ ) ja samaan aikaan on ollut voimakas "SID-ilmio". Kuitenkin 30.9 HF-kelit olivat normaalia paremmat!!

Loka- ja marraskuiksi 1989 ennustetut F<sub>2</sub>-kerroksen kriittiset arvot ( $f_oF_2$ ) ovat hyvin suuria; noin 3 MHz suurempia kuin edellisenä vuonna 1988 (!), joten 50 MHz:n F<sub>2</sub>-kelit alkavat lokakuussa olemaan normaalirutiinia paitsi Etelä-Afrikkaan, niin myös Australiaan, Väli-Amerikkaan ynnä muualle.

Suurin päivittäinen auringonpilkkuluku saavutettiin 9.9 ( $R_i$  oli 296 !) eikä mikään viittaa siihen, että pilkkumaksimi olisi jo saavutettu...

Review at Significant Solar and Geophysical Data September 1989

Day	Ri	10 cm	Number of Events						Proton	Geo-mag.	foF2	
			Xray		opt. Fl.	Radio		SWF				
			X	M		X	M	X	M			
1	147	218	1	5	1	2	2	1				-1.1
2	171	231		5			2					
3	180	242	1	2			2		2			
4	204	242	1	5	2		5	2		44	3.8	
5	212	261		4	1		2		2	44	3.3	
6	230	278		1					1			
7	277	305		4			6		1		3.3	
8	261	295		4		1						
9	296	305	2	3	1	1	2	1				-1.2
10	270	295		4	1		1		1			
11	264	294		2	1	1	2					
12	264	288		4	1		1		1	13		
13	248	245		2	1		1		1	57		+1.2
14	215	241		2					1	15		+1.8
15	207	223		1							4.1	+2.2
16	180	228		1								-3.2
17	159	213		1			1					
18	155	205		1	1						4.5	-1.1
19	152	202		2			1				4.1	-5.1
20	137	170										-2.2
21	111	159		3								
22	109	160				1					3.4	+1.2
23	110	156					1					
24	85	155		2			2					
25	80	166		2			1					+1.8
26	93	178					5				3.8	+2.3
27	101	199		2								-1.2
28	111	192		2					1			
29	134	209	1				1	1		3100		
30	142	201		1	1					4500		+2.3
Numb			6	65	11	6	38	5	11	7	8	14
Mean	176.8	225.2										9.4

Explanations:

- RI : provisional sunspot number from Sunspot Index Data Center Brussels
- 10 cm : 10 cm flux Ottawa
- Xray : X = >0.1 erg/(cm<sup>2</sup>\*sec), M = 0.01-0.1 erg/(cm<sup>2</sup>\*sec)
- opt. Fl. : optical flares of importance >1
- Radio : radio bursts (X = >10000 FU., M = 1000-10000 FU.)
- SWF : short wave fadeouts observed at Norddeich  
: (X = importance 3, M = importance 2)
- Proton : proton events (maximum number of particles)
- Geomag. : mean value of the k-indices (only >3.0) from Wingst
- foF2 : deviation of the foF2 values (St. Peter-Ording) at noon (09-13 UTC) from the monthly median value (only deviations >1.0 MHz)
- C : no value available

	Sunspot Numbers predicted by FTZ:					
October	168	November	170	December	172	
January	174	February	176	March	177	

Lähetettävä:  
RATS r.y.  
PL 88  
02151 ESPOO

2

**RATS hallitus 1989**

**Pj. Jari Salminen OH2BYQ**

Antti Korpin tie 7 A 7, SF-00600 HELSINKI  
k: (90) 795 288, t: (90) 394 1375, fax: (90) 762 811  
internet: jsa@otax.tky.hut.fi OH2BYQ@OH2TI

**Vpj. Timo Knuutila, OH1QC/OH2MAT**

Otakuja 3 C 39, SF-02150 ESPOO  
k: (90) 467 267, t: 437 6554, fax: 455 2458 OH1QC@OH2TI  
internet: knuutila@rc.nokia.fi, elisa: Knuutila\_Timo\_NOK

**Tal.h. Pentti Grönlund OH3BK**

Haiharankatu 19 D 23 SF-33710 TAMPERE  
k: (931) 560 650, t: 599 502, fax: 599 529 OH3BK@OH3TR  
elisa: Grönlund\_Pentti\_OMNI

**Siht. Paavo Kotilainen OH2SN**

Mellstenintie 9 E 6 SF-02170 ESPOO  
k: (90) 425 636 OH2SN@OH2TI

**Tied. Timo Saarnimo OH1EU**

Petäjätie 3 F SF-24260 SALO  
k: (924) 7296, t: 306 4653 OH1EU@OH1AU

**Ohjelmapankki**

**Pankkiiri Vesa Tervo OH1NWQ**

Orivedenkatu 8 G 160, 33720 TAMPERE  
k: (931) 180 690

Tilaukset SUORAAN pankkiirille varustettuna merkillä "RATS PC".  
Tilausen mukana postimerkillä varustettu palautuskuori  
suojapahveineen

Sukunimi : \_\_\_\_\_  
Etunimi : \_\_\_\_\_

Katuosoite : \_\_\_\_\_  
Postinumero : \_\_\_\_\_  
Postitoimipaikka : \_\_\_\_\_

Puhelin koti : (\_\_\_\_) \_\_\_\_\_  
työ : (\_\_\_\_) \_\_\_\_\_

Asematunnus : \_\_\_\_\_

Henkilötunnus : \_\_\_\_\_ - \_\_\_\_\_ (Nuorisotilastojen ja -avustusten vuoksi)

Ensisijaiset kiinnostuksen kohteet RA-tekniikan alalla, alleviivaa **enintään 5**.

HF VHF UHF SHF  
AMTOR PAKETTIRADIO RTTY SSTV SATELLIITIT HAJASPEKTRI  
ANTENNIT RF-, AF-,DIGITAALI-, ANALOGIATEKNIikka

MUU (mikä?): \_\_\_\_\_

Saatuani hyväksymisilmoituksen lupaan maksaa seuran vuosikokouksen päättämän jäsen- ja liittymismaksun (v. -89: jäs:60 mk, liitt.:50 mk).

Jäsenmaksupankkisiirtolomake toimitetaan hyväksymisilmoituksen mukana.

\_\_\_\_\_ / \_\_\_\_\_ 19 \_\_\_\_\_  
paikka allekirjoitus

seuran merkinnät:

hyväksytyt: liitt.maksu: tervetul.paketti: 1.jäsenmaksu: