

F6ETI

**PROCEEDINGS DE**  
**LA REUNION THF FRANCAISE**

**Cj 92**

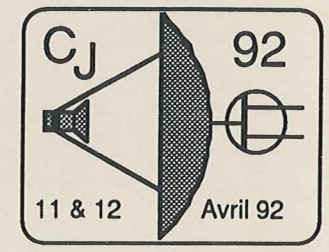
**SEIGY , LOIR ET CHER**



REUNION VHF UHF SHF 11 & 12 AVRIL 1992



SEIGY ( près de ST AIGNAN/CHER 41 )



**PROCEEDINGS DE**

**LA REUNION THF FRANCAISE**

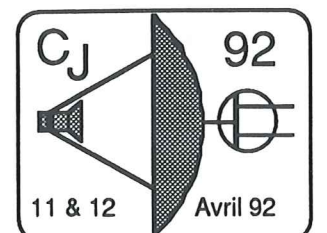
**Cj 92**

**SEIGY , LOIR ET CHER**



REUNION VHF UHF SHF 11 & 12 AVRIL 1992

SEIGY ( près de ST AIGNAN/CHER 41 )



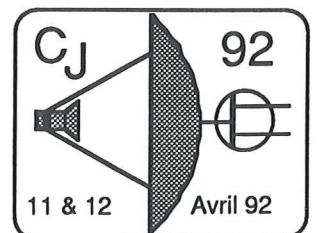


Retour sur CJ 91 <i>par Philippe MARTIN F6ETI</i>	3
Les Balises en FRANCE <i>par Jean Michel SUIRE F1EAN</i>	4 à 6
Données solaires et géophysiques <i>par Bernard LANDREVOT F6FTN et le concours de l'observatoire de PARIS MEUDON</i>	7 à 17
Amplificateur de puissance VHF UHF état solide <i>par Bernard LANDREVOT F6FTN</i>	18 à 23
Antenne 7 éléments 50 MHz <i>par Jean Marie MAUBLANC F6BSJ et Jean Claude PAILLAUGUE F1BUU</i>	24 à 29
Antenne 9 éléments 50 MHz <i>par Jean Paul BRUNIQUEL F5QT</i>	30 à 31
Transverter simple 28 - 144 MHz <i>par Jean Yves GRESTA F1FVP</i>	32 à 38
Préparons la réception d'ARSENE bande S ; les MMIC <i>par Jean Paul RIHET F8IC</i>	39 à 42
La télévision a balayage lent ( SSTV ) en couleur <i>par Jean Jacques NOEL F6ILR</i>	43 à 53
Transverter 1300 MHz , Ou comment accommoder les restes ... ! <i>par Gérard FESSARD F1JEB</i>	54 à 66
Préamplificateur faible bruit 1296 MHz <i>par Robert MONCEAU F1ELL</i>	67,68
Amplificateurs 10 GHz <i>par Charles FAURE F1HTI</i>	69 à 74
Evaluation des performances des systèmes EME <i>par Rainer BERTELSMEIER DJ9BV et Patrick MAGNIN F6HYE</i>	75 à 80
L'EME pour tous <i>par Rainer BERTELSMEIER DJ9BV et Patrick MAGNIN F6HYE</i>	81 à 87



REUNION VHF UHF SHF 11 & 12 AVRIL 1992

SEIGY ( près de ST AIGNAN/CHER 41 )

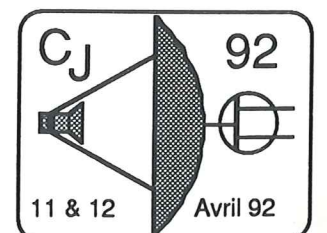


Is Sporadic the sporadic E layer ? <i>par Angel NESTOROV LZ1AG</i>	88 à 99
Débuter en EME <i>par Louis NOBLET F6CGJ</i>	100 à 119
L'effet FARADAY vers la propagation transionosphérique <i>par Bernard LANDREVOT F6FTN</i>	120 à 138
Calculs de liaison par faisceau Hertzien à vue directe <i>par Christian BARROYER F6ANQ</i>	139 à 150
Antenne Halo pour une station mobile <i>par Philippe MARTIN F6ETI</i>	151
Feuilles diverses pour le trafic et les concours <i>par Michel ROUSSELET F1FLN</i>	152 à 159
Plan de bande VHF et UHF <i>par Michel ROUSSELET F1FLN et la commission THF</i>	160 ,161
Liste des stations Européenne QRV en 10 GHz SSB <i>par DJ5BV</i>	162 à 167



REUNION VHF UHF SHF 11 & 12 AVRIL 1992

SEIGY ( près de ST AIGNAN/CHER 41 )





## RETOUR SUR SEIGY 1991

Au moment où se déroule à SEIGY la deuxième édition de ce que nous voulons être un rassemblement national de toutes les forces vives des radioamateurs français qui contribuent à la promotion des V/U/SHF, tant au plan des techniques mises en oeuvre que des différents modes de trafic, voici comment se répartissent, en pourcentage, les principales réponses au questionnaire distribué à C791. Elles portent sur 150 fiches d'infos rendues (sur environ 300 participants):

Age : <15 ans	0	15/25	12,8	25/35	29,3	35/45	37,8	45/55	12,1	55/65	5	>65	2,8		
Quel est votre intérêt pour la construction ? construisez vous vous même ?															
Je construis tout	5	70%	20,9	50%	31,7	>10%	15,1	je n'ai pas le temps	0,7						
j'achète tout	2,2			je souhaite construire		2,9									
Quel est votre intérêt pour les fréquences > 1 GHz ?															
Important	63,2	moyen		25,8		peu		11,3		autre			0,8		
Intérêt pour un VHF net Français sur 14.140 MHz :							Réseaux Packet Radio DX/Technique								
Important	29,7	moyen	44,7	peu	19,4	autre :	7	Important	32,3	moyen	31,3	peu	36,5		
Que pensez vous de la réunion ? Correspond elle a ce que vous attendiez ?												OUI	100	NON	0
Organisation :	très bien	40,3	bien	53	moyen	6	passable	0,7	minable	0					
Etes vous favorable à la reconduction de cette réunion THF en 1992 ?															
OUI	100	Non	0	Pourquoi ?											

Les participants représentaient 44 départements, 27 locators, ainsi que la Belgique, l'Espagne et la Suisse.

Les enseignements et vos remarques de l'année dernière nous ont permis d'améliorer l'organisation générale et nous espérons que vous aurez à nouveau gardé de C792 un très bon souvenir. Vos nouvelles appréciations permettront dès à présent d'envisager et de préparer la troisième édition de ce rassemblement unique par son esprit.

F6ETI, Philippe MARTIN

## Les projets de balises THF pour 1992

*par Jean Michel SUIRE responsable balise en FRANCE*

Projets de réalisation ou balise en cours de construction :

Pour le 144 MHz : dans les départements 11 - 38 - 59 - TK

Pour le 432 MHz : dans les départements 29 - 38 - 65

Pour le 1296 MHz : dans les départements 34 - 38 - 64 - 66

Si vous désirez implanter une balise, dans votre région .

**Contactez FC1EAN via le secrétariat de la CNRB assuré par le REF .**

Démarche pour la création d'une balise .

1) Dépôt d'un dossier préliminaire .

2) dépôt d'un dossier complet en 3 exemplaires et sans pli recommandé .

3) Après accord de la CNRB , une autorisation provisoire de fonctionnement pour une période de 3 mois sera délivrée ( celle ci pourra être renouvelée en cas de problème, avant de demander le contrôle définitif par l'administration ) .

4) Contrôle par l'administration et autorisation définitive .



# BALISES FRANCAISES

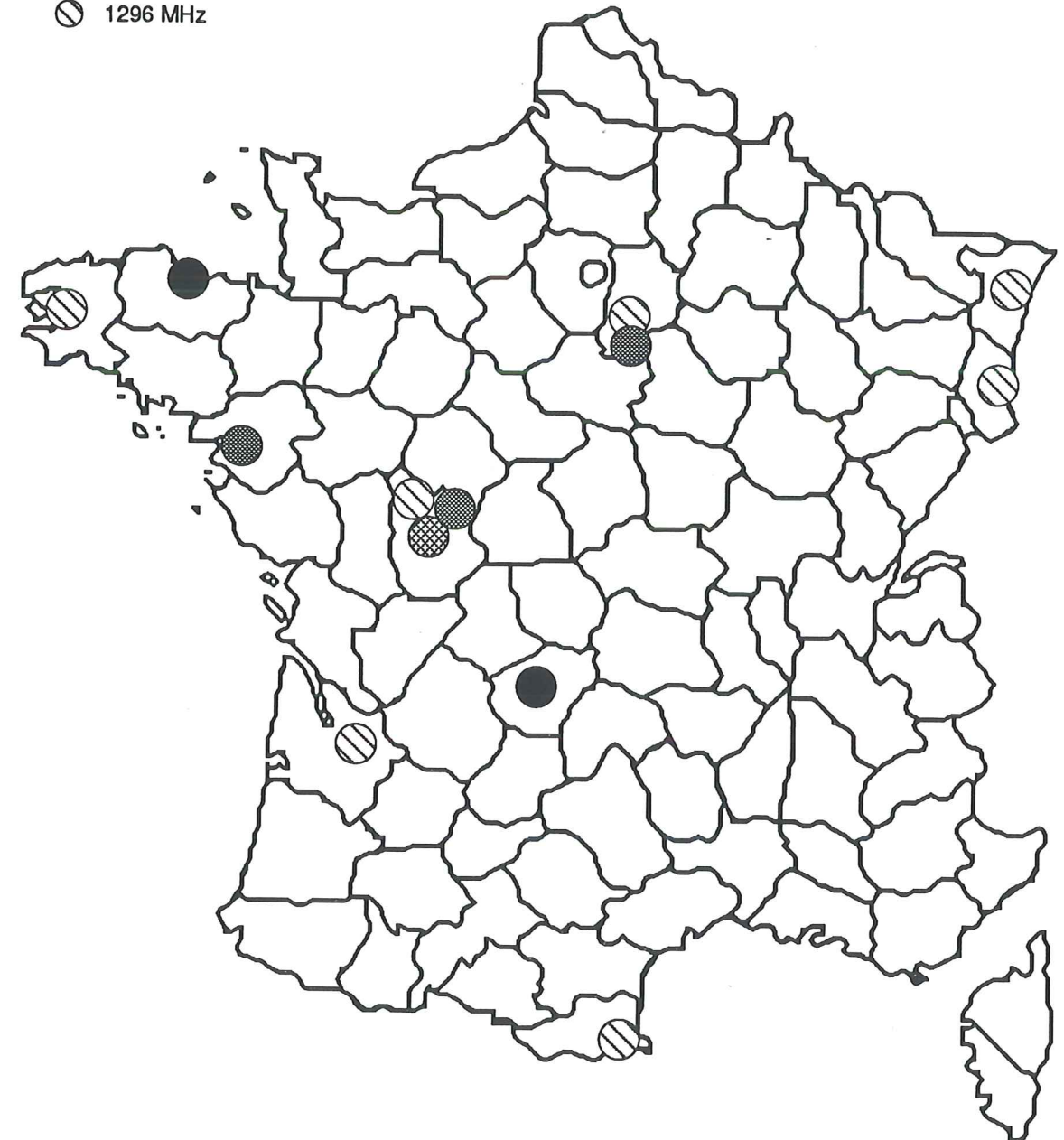
10/3/92 FC1EAN

Indicatif	Fréquence MHz	QTH	Dépt	Locator	Alt m.	PAR W	Antenne	QTF	Mode	Responsable
FR5SIX	50,0215	REUNION		LG58		1.5	Hallo	OMNI	F1A	FR5EL/F5QT
FY7THF	50,039	GUYANE		GJ34		100	GP	OMNI		
FX4SIX	50,315	NEUVILLE	86	JN06CQ	153	50	2xDipole	OMNI	F1A	FD1GTW
FX3THF	144,905	LANNION	22	IN88GS	145	50	9 elts	EST	F1A	F6DBI
FX4VHF	144,955	BRIVE	19	JN05VE	600	25	B Wheel	OMNI	F1A	F6IAL
FX1UHF	432,83	PREAUX	77	JN18KF	166	10	4xHB9CV	OMNI	F1A	F6HZA
FX4UHB	432,886	St SAVIN	86	JN06KN	144	50	B Wheel	OMNI	F1A	FC1EAN
FX3UHF	432,95	NANTES	44	IN97FE	126	20	4 élts	N Es	F1A	F6GEZ
FX6UHY	1296,739	STRASBOURG	67	JN38UO	144	4	B. Wheel	OMNI	F1A	F6BUF
FX6UHX	1296,812	Pt BALLON	68	JN37NX	1278	1	4 élts	S. Es	F1A	FC1AHO
FX1UHY	1296,847	FAVIERS	77	JN18IR	160	30	A. Slot	OMNI	F1A	F6ACA
FX3UHX	1296,875	LANDERNEAU	29	IN78UK	121	1	QUAD	EST	F1A	F6CGJ
FX4UHY	1296,886	LOUDUN	86	JN06BX	140	25	B. Wheel	OMNI	F1A	FC1AFJ
FX9UHY	1296,907	Roc 3 TERMES	66	JN12LL	1100	20	A. Slot	OMNI	F1A	F6HTJ
FX4UHX	1296,948	St AIGNAN	33	IN94UW	88	50	2 B. Wheel	OMNI	F1A	F6CIS

# CARTE DE LOCALISATION DES BALISES FRANCAISES EN VHF

10/3/92 FC1EAN

- 50 MHz
- 144 MHz
- 432 MHz
- 1296 MHz



## DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

Par Bernard LANDREVOT F6FTN  
et le concours de l'Observatoire de Paris-Meudon

### INTRODUCTION

L'activité solaire est régie par les champs magnétiques intenses qui émergent à la surface de l'étoile.

Ces champs atteignent plusieurs milliers de gauss dans les tâches solaires. Les champs magnétiques des tâches et, plus généralement des régions actives qui les entourent, stockent de l'énergie qui peut être libérée lors d'une éruption par une brusque réorganisation des champs magnétiques.

L'énergie ainsi disponible chauffe la région concernée qui devient brillante en rayons X et en UV, accélère des particules (protons, électrons et noyaux lourds), et éjecte de la matière coronale vers le milieu interplanétaire avec création d'une onde de choc.

Ces trois effets de l'éruption induisent à leur tour d'importantes perturbations de l'environnement terrestre:

- modification de l'ionosphère
- arrivée de protons solaires dans les cornets polaires
- orage géomagnétique

### CLASSEMENT DES ERUPTIONS SOLAIRES

Elles sont classées en 5 catégories dénommées :

A. B. C. M. X

en fonction du flux reçu par les détecteurs des satellites NOAA GOES

CLASSE A	flux < $10e-7$ W/m <sup>2</sup>	(bande 1-8 Angstroms)
B	$10e-7 \leq$ flux < $10e-6$ W/m <sup>2</sup>	
C	$10e-6 \leq$ flux < $10e-5$ W/m <sup>2</sup>	
M	$10e-5 \leq$ flux < $10e-4$ W/m <sup>2</sup>	
X	$10e-4 \leq$ flux	

Par exemple, C3.2 correspond à  $3,2 \times 10e-6$  W/m<sup>2</sup>.

En période solaire calme, les bursts à rayons X sont discernables à partir du niveau B1.0, soit  $10e-7$  W/m<sup>2</sup>.

En période de forte activité, le seuil remonte à la classe M, masquant les bursts A, B ou C.



## EMISSIONS RADIOELECTRIQUES

Les sursauts donnent lieu non seulement à des émissions dans les spectres ultraviolet et X, mais aussi dans le spectre radioélectrique concernant une bande étendue de fréquences (entre 60 kHz et les ondes millimétriques).

Ils font l'objet du classement suivant:

- sursauts en micro-ondes concernant les ondes centimétriques et millimétriques: leur durée s'étend de 1 à 5 mn,

- sursauts de type II dont la fréquence de départ comprise entre 100 et 200 MHz subit une dérive lente vers le bas de l'ordre de 0,25 MHz/s, de largeur de bande instantanée quelques MHz.

- sursauts de type III dans une bande allant de 60 kHz à 600 MHz et de bande instantanée quelques MHz. La durée s'étend de quelques secondes à quelques minutes voire à plusieurs heures en bandes décimétriques (tempête de bruit radioélectrique).

- sursauts de type IV, associés aux émissions de corpuscules solaires et aux orages magnétiques importants. La durée est d'environ 30 mn à 1 heure et sont concernées soit les bandes décimétriques à décimétriques, soit les bandes décimétriques à millimétriques.

## TEMPETES DE BRUIT RADIOELECTRIQUE

Elles concernent les ondes métriques et décimétriques.

En particulier, pour les fréquences comprises entre 60 MHz et 600 MHz, la largeur de bande instantanée est importante, de 40 à 200 MHz et la densité maximale de bruit se trouve à une fréquence centrale comprise entre 100 et 200 MHz.

On rencontre:

- les sursauts de type I de largeur de bande de 2 à 10 MHz et dont la durée varie de 0,1 à 2 s, la fréquence centrale peut varier à la vitesse de 1 à 20 MHz/s.

- les sursauts de type IV, de très forte énergie, de fréquence plus élevée entre 100 MHz et 2 GHz environ.

## LE FLUX RADIOELECTRIQUE SOLAIRE

Caractéristique de l'activité solaire, le flux radio solaire est mesuré à 2800 MHz (10,7 cm) par l'Algonquin Observatory près d'Ottawa au Canada (et récemment depuis Penticton (Col. Britannique)). L'équipement d'observation comporte une parabole de diamètre 1,20 m couplée à un radiomètre à comparaison.

L'unité de mesure de flux est le watt par mètre carré pour une bande passante de 1 Hz.

En période solaire calme, la valeur du flux est d'environ 65; mais il peut atteindre plus de 450 comme lors du cycle 18 en Avril-Mai 1947. L'Air Force Geophysical Laboratory aux U.S.A. effectue également des mesures de flux sur les fréquences suivantes:

- 245, 410, 606, 1415, 2695, 4995, 8800 et 15400 MHz

Un contrôle permanent du flux en vue de détecter toute augmentation brusque d'activité solaire fait état dans un compte-rendu quotidien du niveau des bursts radio relativement au niveau précédant le burst.

Par exemple, un burst radio 10,7 cm (TENFLARE) présente un niveau de 1000 SFU c.a.d.  $1000 * 10^{-22} \text{W/m}^2/\text{Hz}$  au-dessus du bruit moyen de 200 SFU, soit un niveau absolu de 1200 SFU.

Lors de la période agitée du 6 au 10 Mars 1989 précédant l'aurore du 13 Mars, des bursts radio de 12000 et 18000 SFU ont été enregistrés.

## OBSERVATION DES TACHES SOLAIRES - NOMBRE DE WOLFF

Les premières observations des tâches solaires semblent avoir été effectuées en 1826 par H. Schwabe.

H. Wolff, directeur de l'Observatoire de Zurich, proposa d'évaluer l'activité solaire journalière grâce à une expression empirique du nombre relatif de tâches, R,

$$R = k(t + 10g)$$

avec:

R : nombre relatif de tâches

t : nombre de tâches

g : nombre de groupes de tâches

k : constante liée à l'observateur et à l'équipement utilisé (k = 0,6).

Le décompte des tâches solaires est effectué quotidiennement et communiqué par le Sunspot Index Data Center de Bruxelles. Des moyennes mensuelles et annuelles sont établies à partir de ces valeurs.

Elles mettent en évidence la périodicité d'environ 11 ans du cycle solaire.

## ACTIVITE GEOMAGNETIQUE

En période magnétique perturbée, le champ magnétique terrestre subit des variations erratiques, différentes des variations journalières, régulières et cycliques liées à la latitude magnétique du point d'observation et de l'heure locale.

Ces variations erratiques sont provoquées par la perturbation solaire.



L'activité magnétique est mesurée au moyen d'un indice Ak, nombre sans dimension, d'autant plus élevé que la perturbation est importante.

Par exemple, l'aurore du 13 Mars 1989 a été déclenchée par un orage magnétique correspondant à un indice Ak avant atteint 356. En période calme, cet indice est inférieur à 20.

### ORAGE MAGNETIQUE

La probabilité d'observation d'un orage magnétique (perturbation) intense est élevée si un sursaut solaire très important a eu lieu environ deux jours auparavant.

Elle est plus élevée pour un sursaut dont l'origine est proche du centre du disque solaire.

Un orage magnétique, en forte activité solaire, présente soit un début brusque (noté SSC), soit un début brusque très prononcé (noté VPSSC), l'orage graduel n'apparaissant qu'en période de faible activité solaire.

La durée d'un orage magnétique est, en général, de 2 à 5 jours.

Il résulte de la brusque contraction de la magnétosphère sous l'action du vent solaire renforcé par l'éruption solaire.

Il est habituellement accompagné d'un orage ionosphérique qui perturbe entre autres les communications radioélectriques.

### TEMPETE IONOSPHERIQUE

A la différence des Perturbations Ionosphériques à Début Brusque (noté P.I.D.B.), résultant de l'accroissement du rayonnement X et UV, l'orage ionosphérique est la conséquence du rayonnement corpusculaire (ions et électrons de faible énergie) en provenance de la chromosphère solaire et atteignant la terre au bout de 26 heures environ.

Il se traduit par une modification des densités électroniques des couches ionosphériques (hauteur virtuelle couche F2, contenu électronique total,...) et une accumulation des particules (électrons) dans la région des pôles magnétiques Nord et Sud, responsable des effets lumineux divers associés aux aurores.

### LES AURORES

Ce phénomène, de durée variable (quelques mn à plusieurs heures), se manifeste par l'apparition dans le ciel d'un arc coloré (bleu-vert avec des bords roses ou rouges) de plusieurs centaines de kilomètres de hauteur.

Elles sont situées statistiquement entre 60° et 75° de latitude au niveau ionosphérique et présentent un maximum de luminosité aux altitudes comprises entre 100 et 130 km.

### CONCLUSION

Une éruption solaire importante se traduit par:

- un brusque sursaut de brillance de certains centres actifs à l'intérieur de la chromosphère (rayonnements radio, X et UV) responsable des bursts de bruit radioélectrique dans un délai de 8 mn après l'éruption.

- une émission de particules dans une large gamme de niveaux d'énergie:

- des protons ( $1 < E < 1000$  Mev) et des particules alpha atteignant les régions polaires sous un délai de 20 mn à quelques heures, entraînant, en particulier, une absorption par la calotte polaire (P.C.A.).

- des nuages d'ions et d'électrons de plus faible énergie qui enveloppent la terre 20 à 40 heures après l'éruption et responsable de l'apparition des aurores.

La chronologie des événements est décrite sur la figure jointe.

### RELEVES JOURNALIERS DES DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

Les tableaux suivants ont pour objectif de présenter l'évolution des niveaux de bruit solaire afin de confirmer a posteriori les sensibilités constatées par les stations E.M.E. durant les jours d'activité (week-end, contests,...).

D'autre part, ils peuvent aider à corréler les événements solaires aux apparitions d'aurores exploitables radioélectriquement, dans un but prévisionnel.

Ce travail d'analyse à long terme a débuté il y a quelques mois avec le concours de l'Observatoire de Paris-Meudon par la diffusion quotidienne des données.

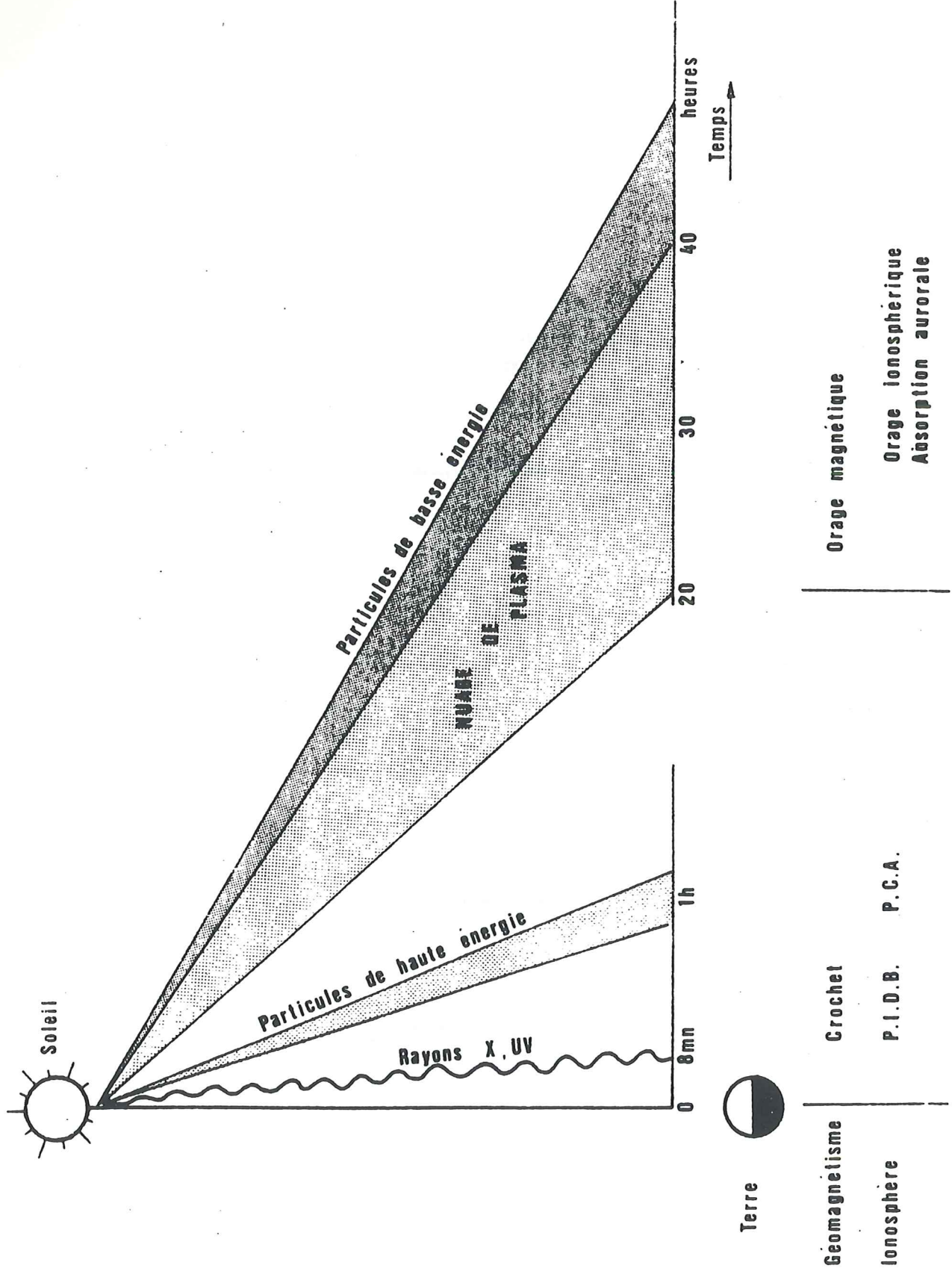
### BIBLIOGRAPHIE

- INTERNATIONAL URSIGRAM AND WORLD DAYS SERVICE  
Synoptic codes for solar and geophysical data

LA PROPAGATION DES ONDES - Tome 1  
Serge Cannivenc - Editions SORACOM

Journées d'Information sur la Propagation des Ondes  
Radioélectriques dans l'Environnement Terrestre  
29 - 30 MAI 1990 C.N.E.T.

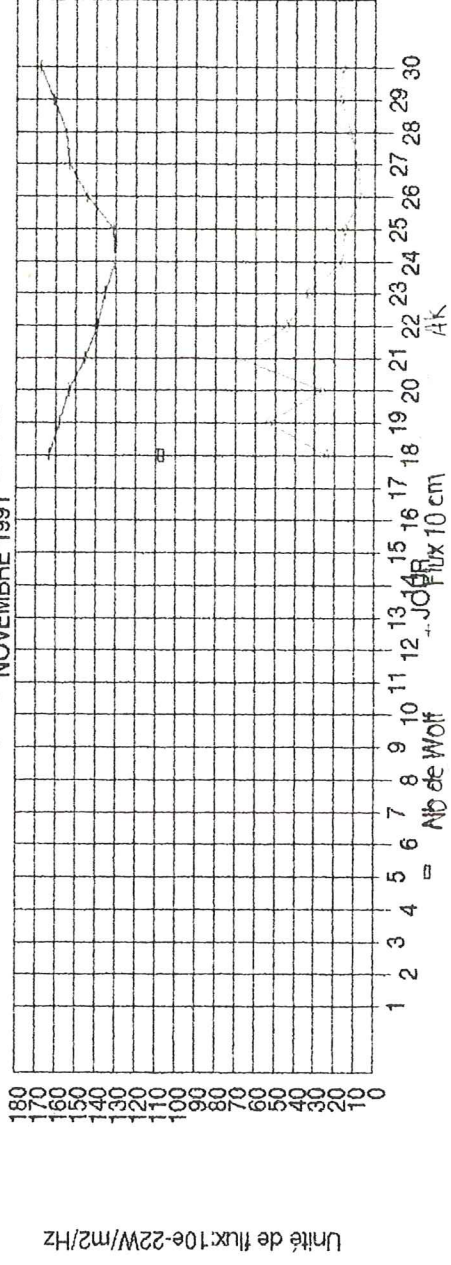




**DONNEES SOLAIRES ET GÉOPHYSIQUES**

ANNEE	MOIS	JOUR	NOMBRE DE WOLF	FLUX 10 cm x 10 <sup>e-22</sup> W/m <sup>2</sup> /Hz	IND	ERUPTION BURST RADIO (FU)	SOLAIRE TEMPETE @ UT GEOMAGN	***** EVENEMENT A PROTONS > 10 MEV (Nb de part/cm <sup>2</sup> /ster)
1991	11	1						
1991	11	2						
1991	11	3						
1991	11	4						
1991	11	5						
1991	11	6						
1991	11	7						
1991	11	8						
1991	11	9						
1991	11	10						
1991	11	11						
1991	11	12						
1991	11	13						
1991	11	14						
1991	11	15						
1991	11	16						
1991	11	17						
1991	11	18			163			
1991	11	19	107	158	53			
1991	11	20		153	26			
1991	11	21		145	68			
1991	11	22		139	44			
1991	11	23		135	33			
1991	11	24		130	16			
1991	11	25		131	15			
1991	11	26		144	7			
1991	11	27		153	8			
1991	11	28		155	12			
1991	11	28		181	17			
1991	11	30		168	16			
							M4	
							3B	
							110	0051
							SSC	0421

**NB DE NOVEMBRE 1991 10 cm-AK**



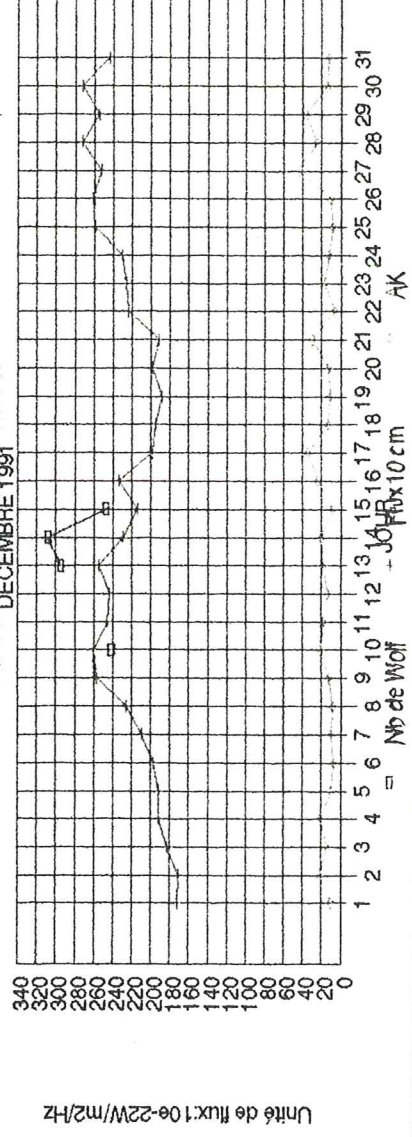
Unité de flux: 10<sup>e-22</sup>W/m<sup>2</sup>/Hz



DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

ANNEE	MOIS	JOUR	NOMBRE DE WOLF	FLUX 10 cm x 10e-22W/m2/Hz	IND	AK	CLASSE	NIVEAU BURST RADIO (FU)	ERUPTION	SOLAIRE @ UT	TEMPETE @ UT	GEOMAGN	EVENTEMENT A PROTONS > 10 MEV (Nb de part/cm2/s/ster)
1991	12	1		172	10								
1991	12	2		171	22								
1991	12	3		183	14								
1991	12	4		191	21			X2.2	2B			1200	1831
1991	12	5		192	10								
1991	12	6		197	7								
1991	12	7		209	10								
1991	12	8		226	8								
1991	12	9		257	12								
1991	12	10	241	260	21								
1991	12	11		245	18								
1991	12	12		243	13								
1991	12	13		254	18								
1991	12	14	294	229	20								
1991	12	15	308	213	8								
1991	12	16	247	233	24								
1991	12	17		198	34								
1991	12	18		195	13								
1991	12	19		188	11								
1991	12	20		198	12								
1991	12	21		192	29								
1991	12	22		223	6								
1991	12	23		226	16								
1991	12	24		230	12								
1991	12	25		254	36								
1991	12	26		272	14								
1991	12	27		243	12								
1991	12	28		252	43								
1991	12	29		272	25								
1991	12	30		254	36								
1991	12	31		243	12								
1991	12	1		243	12								
1991	12	2		261	10								
1991	12	3		252	43								
1991	12	4		272	25								
1991	12	5		254	36								
1991	12	6		272	14								
1991	12	7		243	12								
1991	12	8		261	10								
1991	12	9		252	43								
1991	12	10		272	25								
1991	12	11		254	36								
1991	12	12		272	14								
1991	12	13		243	12								
1991	12	14		261	10								
1991	12	15		252	43								
1991	12	16		272	25								
1991	12	17		254	36								
1991	12	18		272	14								
1991	12	19		243	12								
1991	12	20		261	10								
1991	12	21		252	43								
1991	12	22		272	25								
1991	12	23		254	36								
1991	12	24		272	14								
1991	12	25		243	12								
1991	12	26		261	10								
1991	12	27		252	43								
1991	12	28		272	25								
1991	12	29		254	36								
1991	12	30		272	14								
1991	12	31		243	12								
1991	12	1		261	10								
1991	12	2		252	43								
1991	12	3		272	25								
1991	12	4		254	36								
1991	12	5		272	14								
1991	12	6		243	12								
1991	12	7		261	10								
1991	12	8		252	43								
1991	12	9		272	25								
1991	12	10		254	36								
1991	12	11		272	14								
1991	12	12		243	12								
1991	12	13		261	10								
1991	12	14		252	43								
1991	12	15		272	25								
1991	12	16		254	36								
1991	12	17		272	14								
1991	12	18		243	12								
1991	12	19		261	10								
1991	12	20		252	43								
1991	12	21		272	25								
1991	12	22		254	36								
1991	12	23		272	14								
1991	12	24		243	12								
1991	12	25		261	10								
1991	12	26		252	43								
1991	12	27		272	25								
1991	12	28		254	36								
1991	12	29		272	14								
1991	12	30		243	12								
1991	12	31		261	10								

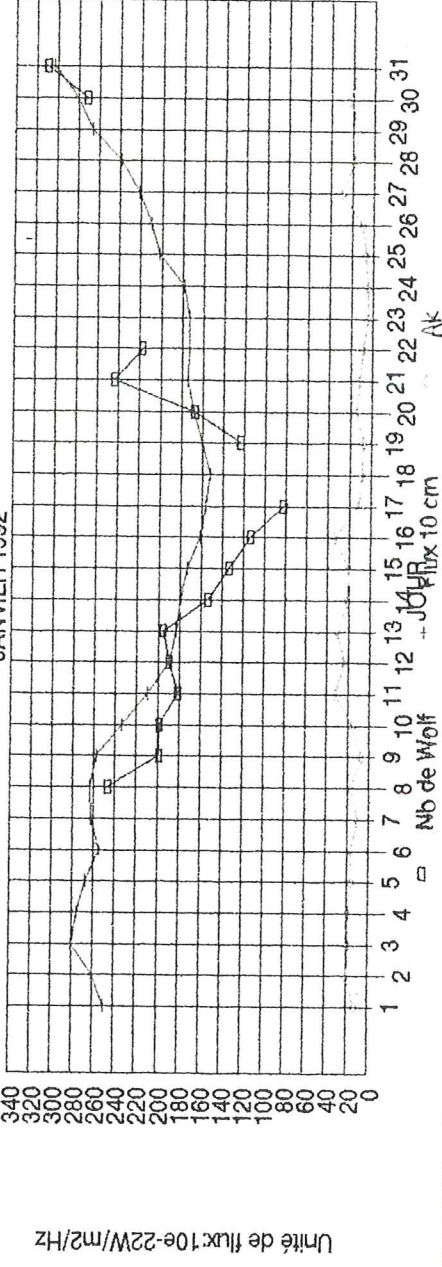
NB DE WOLF, FLUX 10 cm-ÅK



DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

ANNEE	MOIS	JOUR	NOMBRE DE WOLF	FLUX 10 cm x 10e-22W/m2/Hz	IND	AK	CLASSE	NIVEAU BURST RADIO (FU)	ERUPTION	SOLAIRE @ UT	TEMPETE @ UT	GEOMAGN	EVENTEMENT A PROTONS > 10 MEV (Nb de part/cm2/s/ster)	
1992	1	1		249	12			M5.1	1N	610	2032	VPSSC	1644	
1992	1	2		260	20					170	0651	fin		
1992	1	3		280	18					260	1733			
1992	1	4		275	18			M4.4	1N	290	1827			
1992	1	5		267	16									
1992	1	6		254	16									
1992	1	7		262	10			C6.9	SF	170	2021			
1992	1	8	246	263	16			M5.4	1N	160	1238	SSC	0240	
1992	1	9	198	257	7								SSC	2152
1992	1	10	198	233	15									
1992	1	11	181	209	32									
1992	1	12	189	189	24									
1992	1	13	195	183	29									
1992	1	14	179	179	21									
1992	1	15	133	173	20									
1992	1	16	113	161	33									
1992	1	17	82	156	11									
1992	1	18		152	8									
1992	1	19	123	160	7									
1992	1	20	167	168	14									
1992	1	21	243	174	11			M1.3				1938		
1992	1	22	217	173	4									
1992	1	23		173	4									
1992	1	24		178	4									
1992	1	25	202	202	6			M1.6				2341	VPSSC	1458
1992	1	26	209	209	10			X1.0	3B	360	1521	en cours		
1992	1	27	221	221	28									
1992	1	28	238	238	18									
1992	1	29	266	266	15									
1992	1	30	271	280	22			M4.9	2B	590	0939			
1992	1	31	309	303	15									

NB DE WOLF, FLUX 10 cm-ÅK



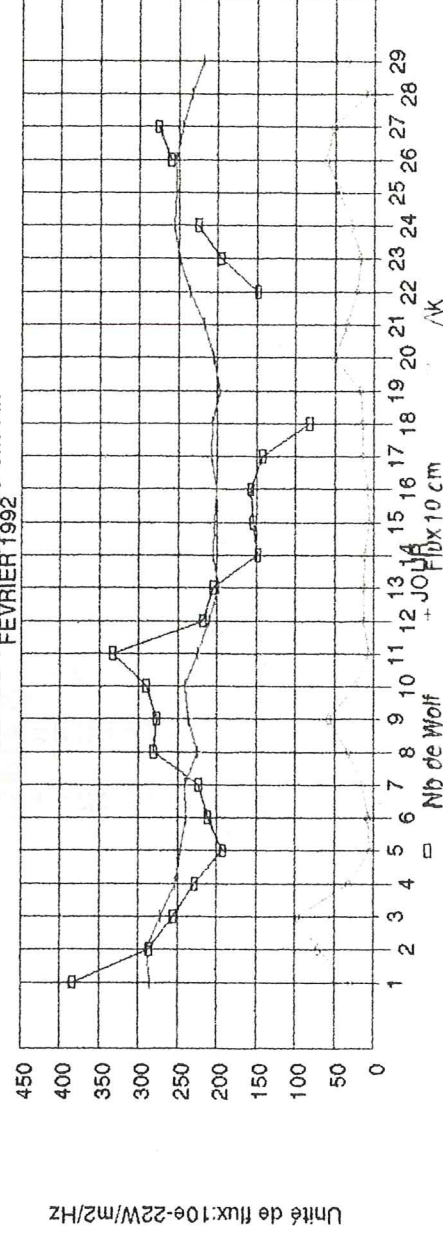


16

DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

ANNEE	MOIS	JOUR	NOMBRE DE WOLF	FLUX 10 cm x 10e-22W/m2/Hz	IND	CLASSE Ak	NIVEAU BURSTRADIO (FU)	ERUPTION	SOLAIRE @ UT TEMPETE @ UT	TEMPETE @ UT	ERUPTION @ UT	EVENTEMENT A PROTONS @ UT
1992		1	383		29				SSC 0608			
1992	2	2	286	284	70				VPSSC 1153			
1992	2	3	255	271	96							
1992	2	4	228	252	31							
1992	2	5	192	246	5	M7.6	SN	0311				
1992	2	6	211	239	7	M4.4	1B	98 1853				
1992	2	7	223	241	14	M3.7	2B	430 0939				
1992	2	8	281	225	32			220 1159				
1992	2	9	277	236	56							
1992	2	10	290	241	23							
1992	2	11	333	224	6			330 0422				
1992	2	12	218	210	12							
1992	2	13	204	198	12							
1992	2	14	148	204	11	M7	2B	2310				
1992	2	15	154	203	6	M5.5	1B	230 2139				
1992	2	16	157	200	7	X1.4	2B	1000 1237				
1992	2	17	142	207	14	M4.2	2N	0021				
1992	2	18	82	206	14							
1992	2	19	196	196	16							
1992	2	20	204	204	50	M2.5	1F	120 1014				
1992	2	21	148	217	34							
1992	2	22	196	235	22							
1992	2	23	224	249	17							
1992	2	24	253	255	28	M5	2B	450 2334				
1992	2	25	253	253	43							
1992	2	26	259	253	61							
1992	2	27	275	244	51	X3.3	3B	400 0054				
1992	2	28	233	233	7			8300 0956				
1992	2	29		218	34							

NB DE WOLF, FLUX 10 cm-AK

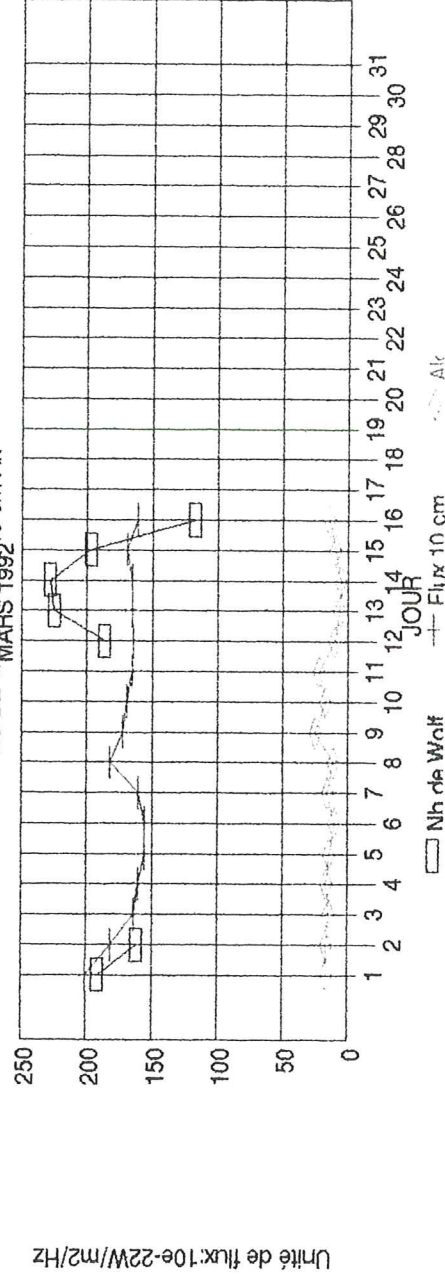


17

DONNEES SOLAIRES ET GEOPHYSIQUES

ANNEE	MOIS	JOUR	NOMBRE DE WOLF	FLUX 10 cm x 10e-22W/m2/Hz	IND	CLASSE Ak	NIVEAU BURSTRADIO (FU)	ERUPTION	SOLAIRE @ UT TEMPETE @ UT	TEMPETE @ UT	ERUPTION @ UT	EVENTEMENT A PROTONS @ UT
1992	3	1	191	200	16							
1992	3	2	161	181	16							
1992	3	3		163	14							
1992	3	4		160	16							
1992	3	5		155	14							
1992	3	6		155	10							
1992	3	7		160	15							
1992	3	8		182	11	M4.9	2N	200 1711				
1992	3	9		172	25							
1992	3	10		169	17							
1992	3	11		165	22							
1992	3	12	186	164	10							
1992	3	13	225	165	6							
1992	3	14	228	165	5							
1992	3	15	197	169	9	M7.8	3B	1400 0122				
1992	3	16	117	161	14							
1992	3	17										
1992	3	18										
1992	3	19										
1992	3	20										
1992	3	21										
1992	3	22										
1992	3	23										
1992	3	24										
1992	3	25										
1992	3	26										
1992	3	27										
1992	3	28										
1992	3	29										
1992	3	30										
1992	3	31										

NB DE WOLF, FLUX 10 cm-AK



## AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE VHF-UHF ETAT SOLIDE

Par Bernard LANDREVOT F6FTN

### INTRODUCTION

Confronté à une nécessité de réaliser une station portable compacte BLU 144 et 432 MHz, en particulier adaptée aux expéditions pédestres sur des points hauts d'accès difficile (exemple carré DE ou JN34 récemment), j'ai constaté qu'il n'existe peu ou pas de descriptions d'amplificateur large bande VHF-UHF dans la presse amateur, utilisable sur les bandes 2 m ou 70 cm indifféremment. Toutefois, sont disponibles, depuis plus de 10 ans, des transistors préadaptés en boîtier push-pull conçus pour des applications "multioctave" (exemple: 225-400 MHz). Aujourd'hui, on trouve des transistors capables de fournir une puissance de sortie RF de 100 W environ pour une bande passante s'étendant de 100 à 500 MHz (MOTOROLA, ACRIAN, ...), destinés à des applications industrielles ou militaires (contre-mesures...).

### PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR

Puissance de sortie à 1 dB de compression: 50 W typique

Classe linéaire: AB

Gain: 10 dB typique (petits signaux)  
adapté à un driver IC 202 et IC 402.

Alimentation: +28 V typique  
(fonctionnement correct entre 24 et 30 V)

Rendement: 55 % typique

### DESCRIPTION DE L'AMPLIFICATEUR

Le transistor utilisé a pour référence TPM 4040 de TRW (devenu MOTOROLA aujourd'hui). Ses caractéristiques sont décrites dans le tableau ci-joint (Data TRW).

TRW fournit, dans sa documentation, un schéma d'application dans la bande 100 à 400 MHz qui a servi de base à une optimisation à 144 et 432 MHz.

Il en résulte le schéma et la nomenclature suivants:



- C1, C12 = 39 pF chip ATC 100B
- C2 = 3,9 pF chip
- C3, C10, C15, C18, C21, C23 = 1000 pF chip
- C4, C11, C16, C19, C22, C24 = 15 nF chip
- C5 = 22 pF chip
- C6, C7 = 33 pF chip
- C8 = 12 pF chip
- C9, C17, C20 = 0,1  $\mu$ F tantale
- C13 = 100  $\mu$ F/40 V
- C14 = 10  $\mu$ F/5 V
- C25, C26 = 10 pF chip ATC 100B
- L1, L9 = 100 mm / 50 ohms coaxial téflon
- L2, L3 = 17 mm / diam = 0,8 mm forme "U"
- L4, L5 = microstrip W = 3 mm / L = 13 mm
- L6, L8 = 12 mm / diam = 0,8 mm forme "U"
- L7 = 3 tours sur diam 5 mm / fil 0,8 mm
- L10, L11, L12 = 15 tours sur diam 3 mm / fil émaillé 0,5 mm
- L13 = 6 tours sur diam 5 mm / fil 1,2 mm
- L14, L15 = microstrip W = 3 mm / L = 12 mm
- R1 = 1200 ohms / 0,5 W
- R2 = 15 ohms / 0,5 W
- R3, R4 = 10 ohms / 0,25 W
- P = 4700 ohms
- D1, D2 = 1N4007 ou équivalent
- Q1 = BD 135 ou équivalent
- Substrat : verre téflon 1/50 "

Une photographie de la maquette présente les détails d'implantation.

#### PERFORMANCES MESUREES

La figure suivante présente les performances relevées avec un banc automatique mis en oeuvre chez Dassault Electronique. Les mesures de gain sont effectuées à puissance de sortie constante égale à 20 W (le rendement associé est alors de 35 % environ).

#### EVOLUTIONS ENVISAGEES

Le gain, ayant été maximisé aux deux fréquences 144 et 432 MHz, diffère de 3 dB pour ces deux fréquences (coupure pour  $F > 400$  MHz). Avec l'objectif de réaliser un gain uniforme de l'ordre de 9 dB, on peut utiliser un correcteur de pente adapté dans la bande, dont l'atténuation compense l'excédent de gain à 144 MHz. Son principe est décrit dans divers ouvrages, et en particulier dans la revue MICROWAVE JOURNAL de Mai 1991 sous la référence:

*Designing frequency dependent attenuators for broadband microwave circuits de Zoran M. Markovic.*

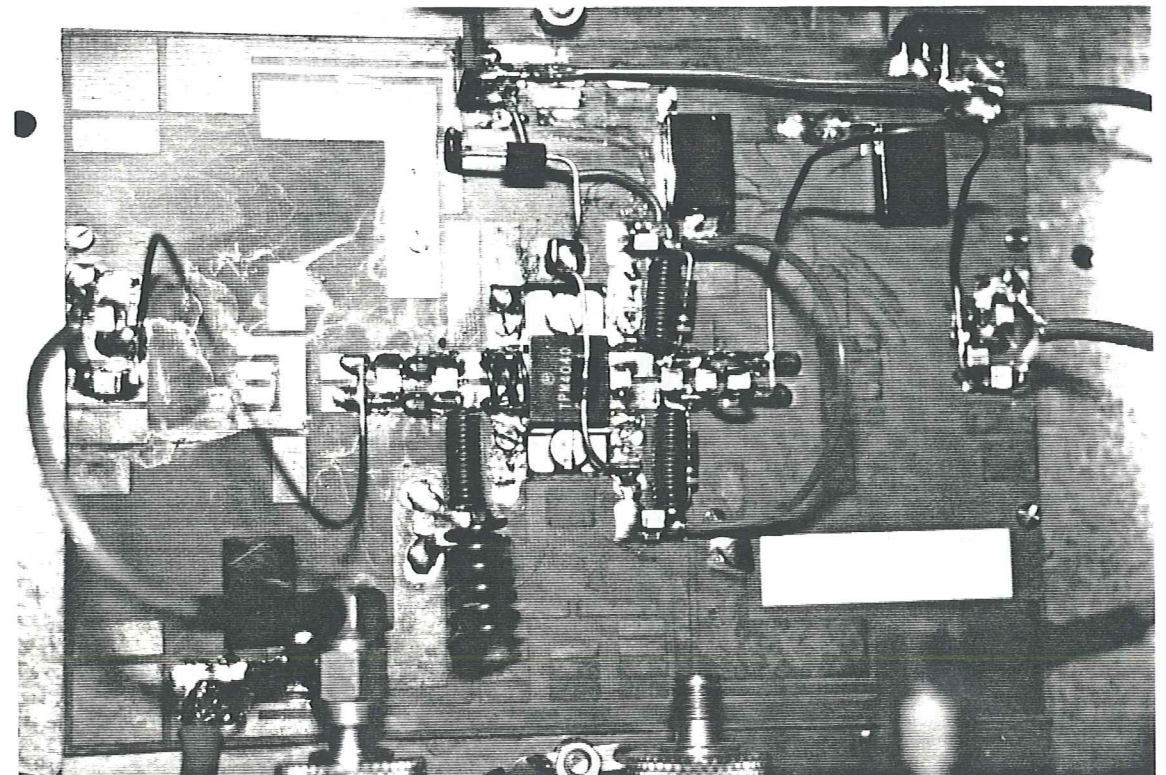
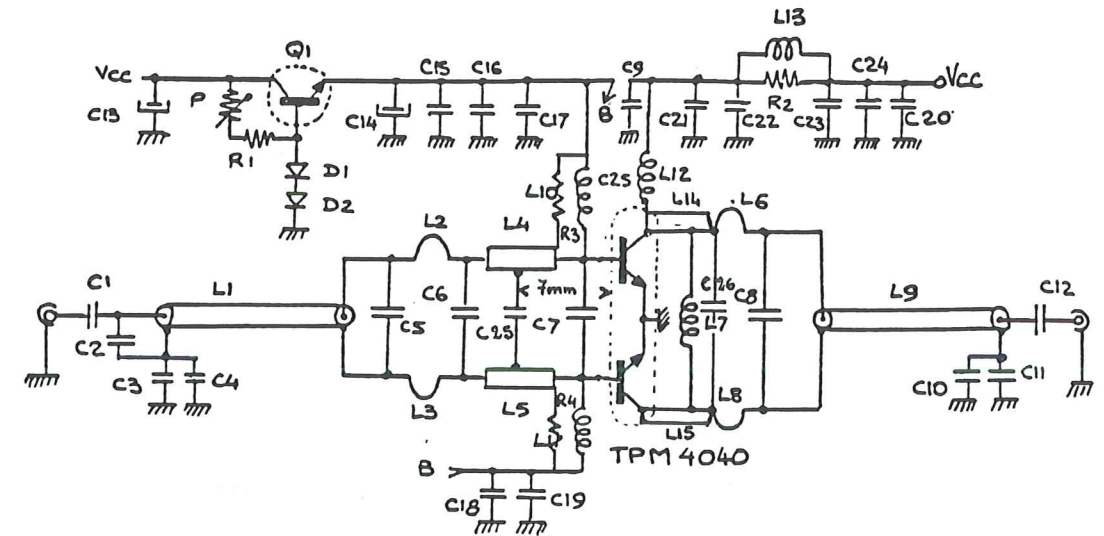
Ce dispositif, placé à l'entrée de l'amplificateur, contribue aussi à améliorer le T.O.S. d'entrée en bas de bande.

Un convertisseur d'alimentation DC-DC 12/28 V à circuit intégré est en cours d'étude; il est destiné à être intégré à l'amplificateur dans le but de simplifier son utilisation.

#### CONCLUSION

Les performances obtenues avec ce type de transistor, de conception ancienne, peuvent être améliorées par l'utilisation d'un modèle plus récent. (ex MOTOROLA MRF 393, ACRIAN 0105-100 ...), surtout au-dessus de 400 MHz.

Une maquette à deux étages (100 W + driver) est en cours de réalisation.





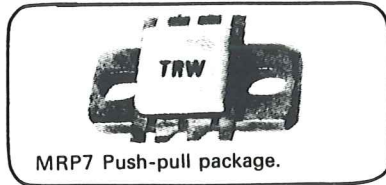
**TRW SEMICONDUCTORS** **TPM 4040**

PRELIMINARY DATA SHEET

The TPM 4040 is an internally matched transistor on a push-pull package specially designed for multioctave bandwidth with high gain and power applications. Its internal matching and package configuration lead to high input and output impedances.

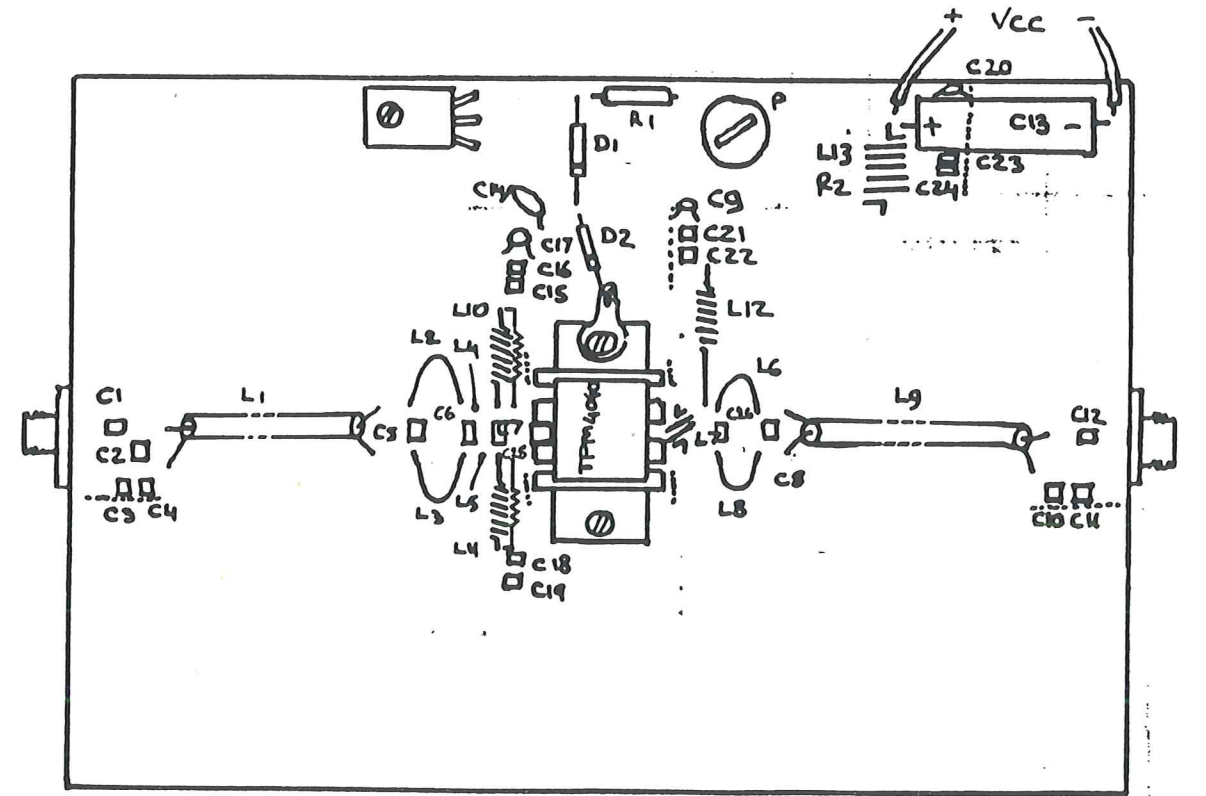
Multicell die design and ultra thin beryllium oxide header allow optimum heat dissipation and operating efficiency. Long term reliability and ruggedness are guaranteed by diffused silicon ballast resistors and the TRW gold metallization process.

**40 W**  
**30 - 400 MHz**  
**28 V**  
**RF POWER**  
**PUSH-PULL TRANSISTOR**  
**NPN SILICON**

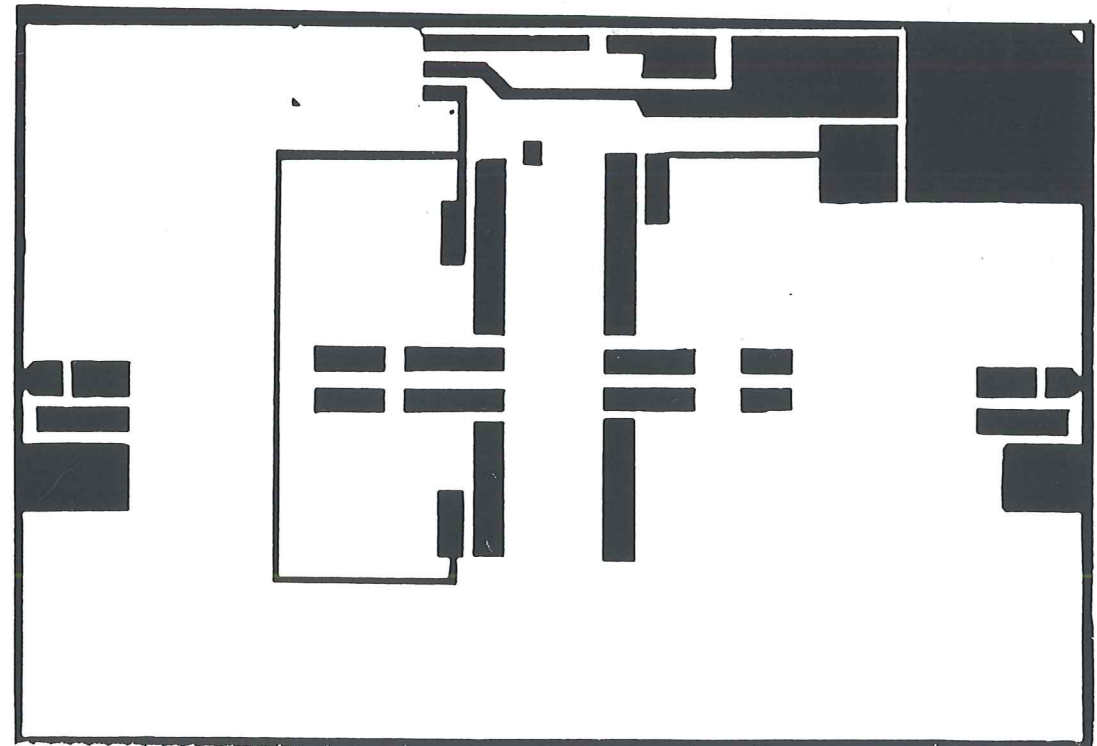


Electrical Characteristics ( $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ )

	SYMBOL	CHARACTERISTICS	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
DC Test	$BV_{EBO}$	Emitter - Base Breakdown Voltage	$I_E = 6\text{ mA}$	4			V
	$BV_{CEO}$	Collector - Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 40\text{ mA}$	30			V
	$BV_{CBO}$	Collector - Base Breakdown Voltage	$I_C = 20\text{ mA}$	45			V
	$H_{FE}$	D.C. Current Gain	$V_{CE} = 20\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$	10			—
RF Test	$P_G$	RF Power Gain	$V_{CE} = 28\text{ V}$	10			dB
	$\eta_C$	Collector Efficiency	$F = 400\text{ MHz}$	50			%
	VSWR	Mismatch Tolerance	$P_{out} = 40\text{ W}$ $I_{cq} = 2 \times 50\text{ mA}$	$\infty$			—
	$C_{OB}$	Collector - Base Capacitance (Each Side)	$V_{CB} = 28\text{ V}$ $F = 1\text{ MHz}$			20	pF
Thermal	$\theta_{JC}$	Thermal Resistance Junction Case	$T^{\circ}_{case} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$			2	$^{\circ}\text{C/W}$
	$P_D$	Power dissipated	$T^{\circ}_{case} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$			65	W

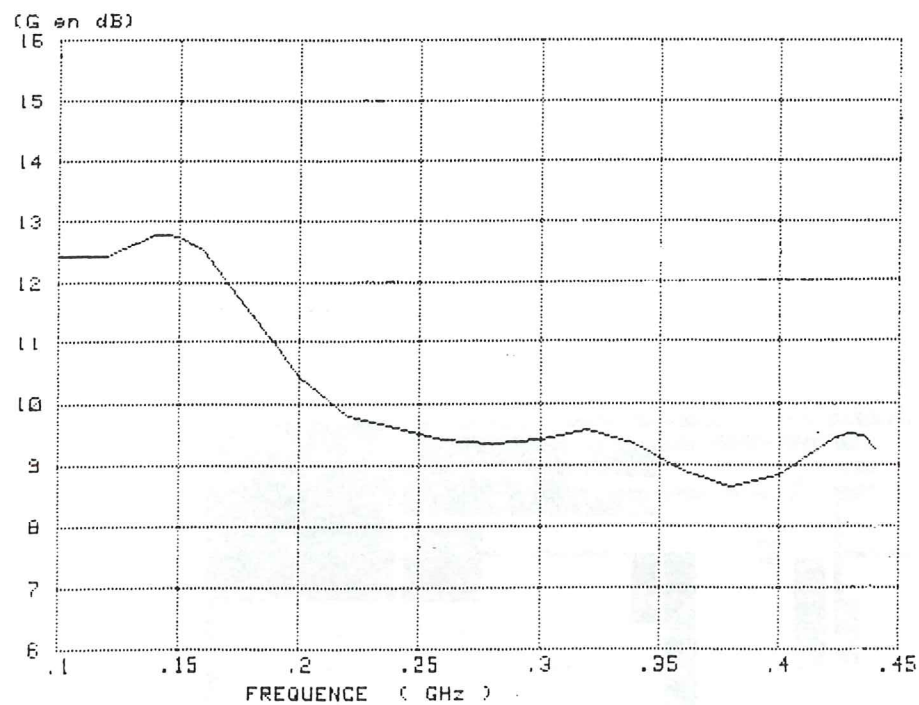


----- = grounding foil





GAIN à Ps CONSTANTE Ps= 43.0dBm



1e 22 Jun 1990

F=	PST=	PHI	GAIN	I3	REND
100	43.2	42.9	12.4	1974	35.5
120	43.0	42.7	12.4	1895	36.7
140	43.0	42.8	12.8	1867	37.3
145	42.9	42.8	12.8	1876	37.1
150	43.0	42.8	12.8	1870	37.2
160	43.0	42.8	12.5	1851	37.6
180	43.0	42.8	11.5	1895	36.7
200	42.9	42.8	10.4	1979	35.0
220	42.9	42.8	9.8	2012	34.5
240	42.9	42.8	9.6	1997	34.8
260	42.8	42.8	9.4	2092	33.2
280	42.8	42.8	9.3	2219	31.3
300	42.8	42.8	9.4	2269	30.6
320	42.8	42.8	9.6	2305	30.2
340	42.8	42.8	9.4	2425	28.7
360	42.8	42.8	8.9	2474	28.2
380	42.8	42.8	8.6	2430	28.7
400	42.8	42.7	8.8	2317	30.0
420	42.8	42.8	9.4	2176	32.0
425	42.8	42.7	9.5	2162	32.2
430	42.8	42.8	9.5	2128	32.7
435	42.8	42.8	9.5	2120	32.8
440	42.8	42.7	9.3	2106	33.0

## ANTENNE 7 ELEMENTS 50 MHz

Par Jean Marie MAUBLANC F6BSJ et Jean Claude PAILLAUGE FC1BUU

L'antenne décrite ci après , est une optimisation de la première version parue dans le proceeding de CJ91 .

Elle a été simulée à l'aide du programme Y O ( Yagi Optimizer ) de K6STI .  
Ci dessous le tableau des longueurs :

Element	Longueur (mm)	Distance (mm)
Réfecteur	2996	0
Dipole	2874	656
D1	2720	1304
D2	2698	2109
D3	2702	3728
D4	2668	5765
D5	2614	7610

Les éléments sont réalisé avec du tube d'aluminium d'un diamètre de 14 mm ( en réutilisant les éléments de la TONNA 5 élts 50 MHz ) .

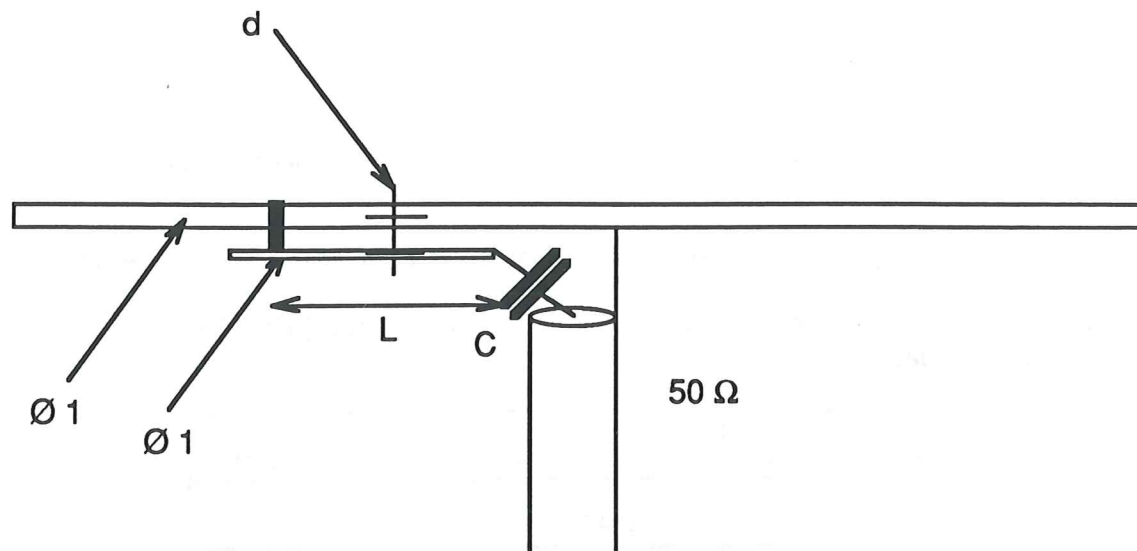
Le BOOM est un carré de 20 x 20 mm ( type boom de 16 élts ) .

Le tableau ci dessous donne les valeurs théoriques .

Fréquence	50	50,15	50,3
Gain/dipole	10,35	10,4	10,45
F/B	24	24	24,5
Z	21,6-j2,2	20,7-j0,9	19+j0,7
TOS	1,04 : 1	1,00 : 1	1,05 : 1

l'adaptation est faite par un gamma match actuellement .



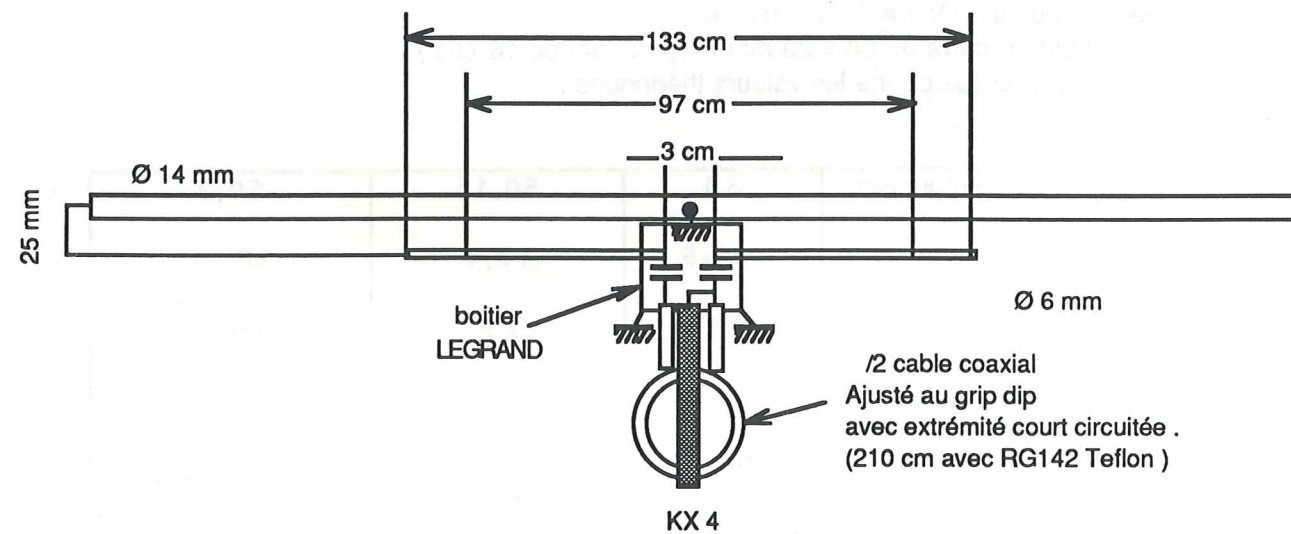


$\text{Ø}1 = 14 \text{ mm}$   
 $\text{Ø}2 = 8 \text{ mm}$   
 $d = 38,1 \text{ mm}$  ( d'axe à axe )  
 $L = 579 \text{ mm}$  ( à ajuster )  
 $C = 90 \text{ pF}$

Pour rendre l'antenne moins sensible au WX , il serait souhaitable d'utiliser soit un dipole avec symétriseur , soit un double gamma match ( cf après doc FC1BUU ) .

Les courbes ci après donne les diagrammes de rayonnement et de TOS .

**Double gamma match :**



les capacités sont réalisées avec 4 x 10 pF UNELCO ou SEMCO en parallèle

Le centre du dipole est à la masse du boom ainsi que toutes les gaines du coaxial de descente et la gaine du balun .

F6BSJ et FC1BUU vous souhaite un bon trafic sur 50 MHz .

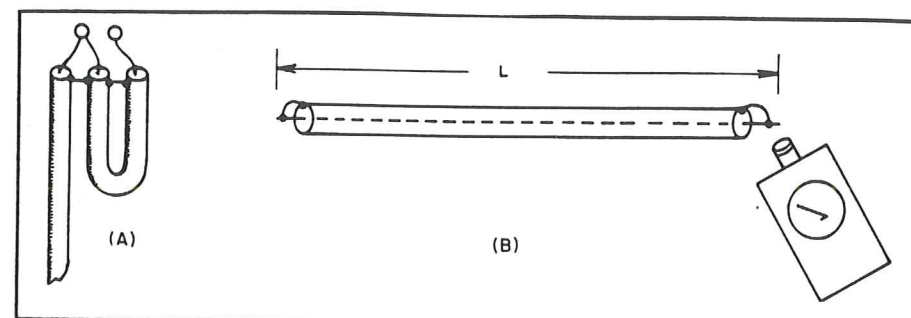
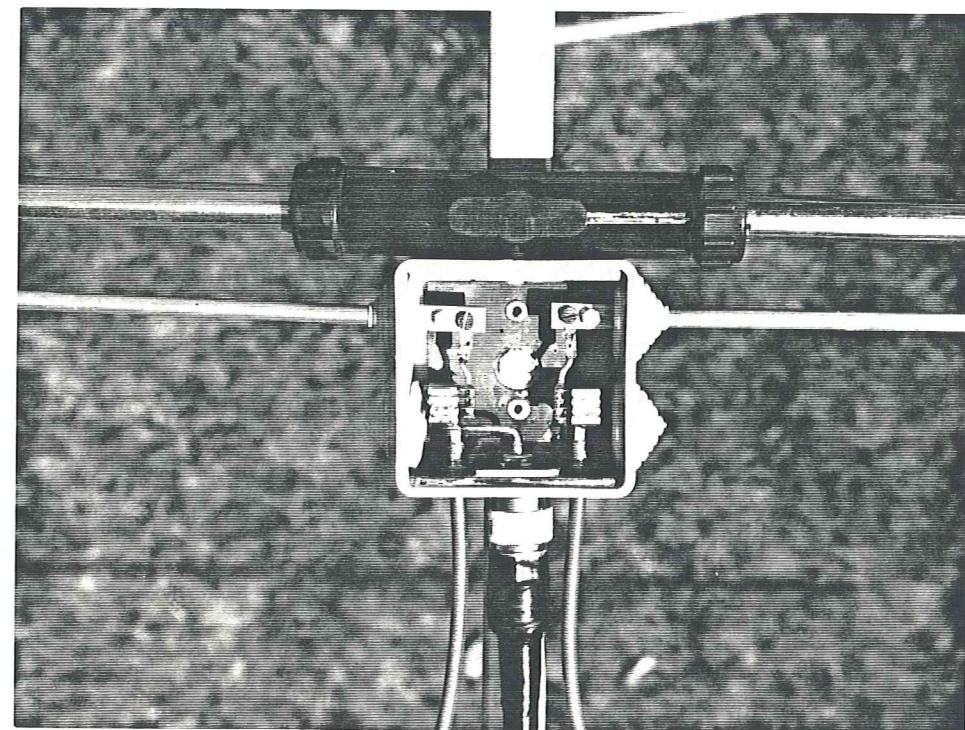
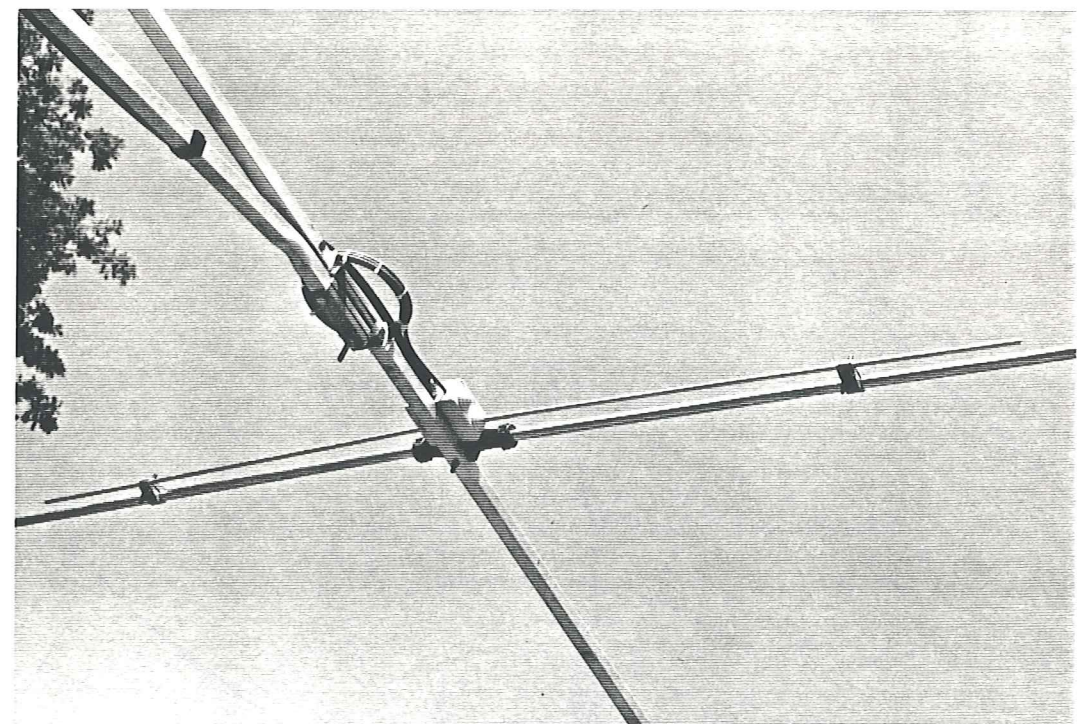
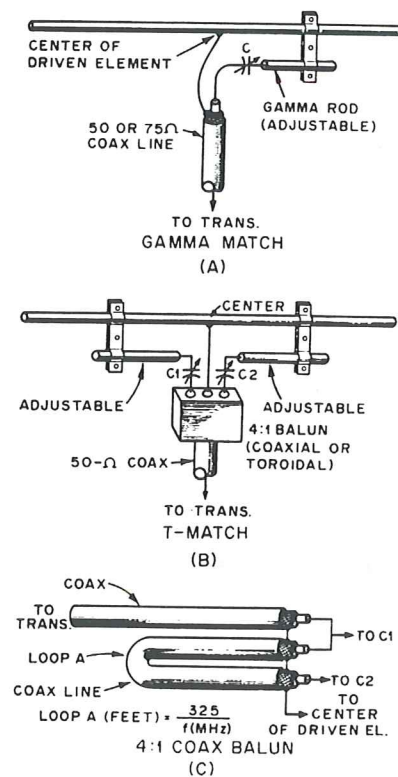
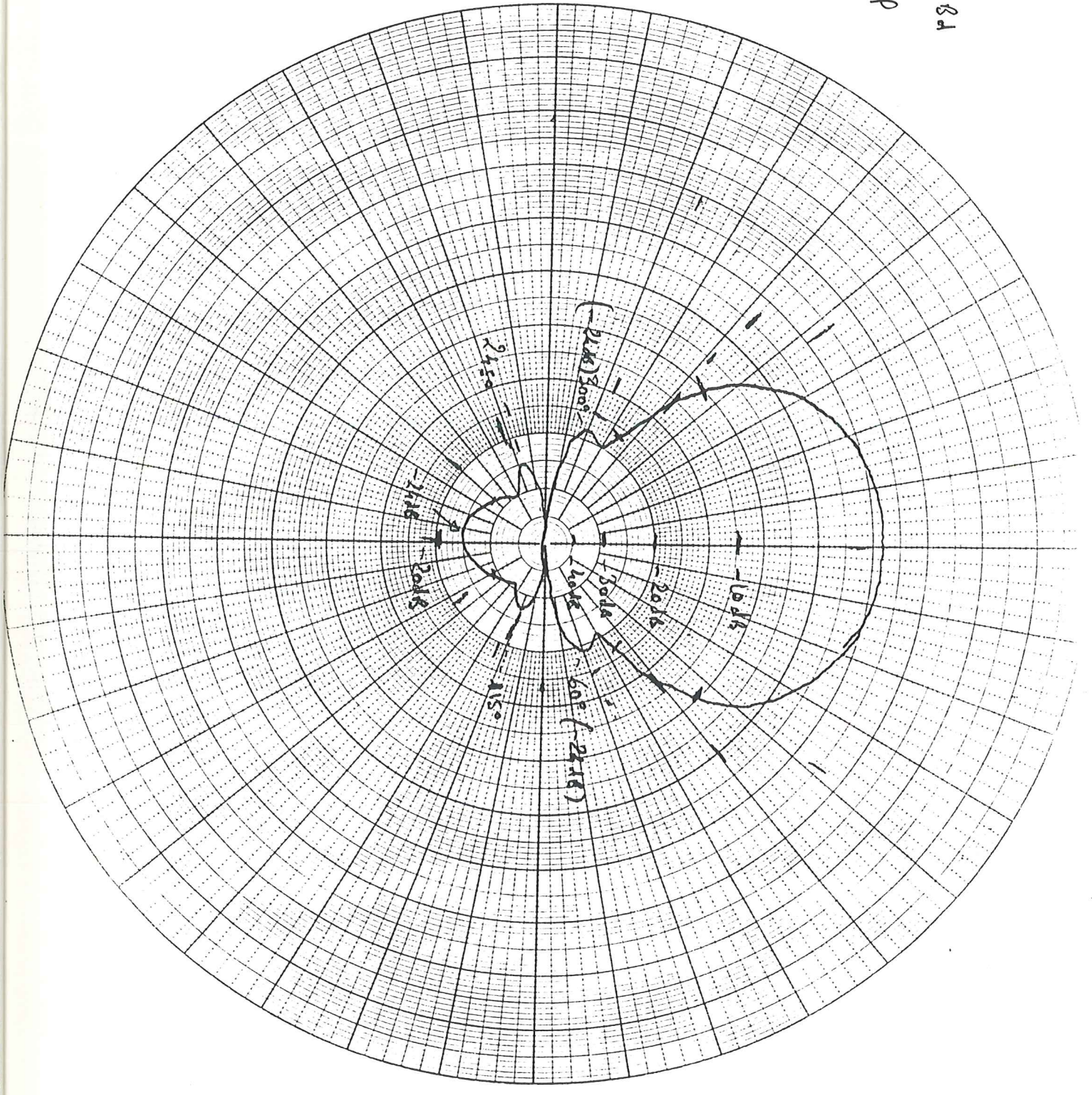


Fig. 40 — Conversion from unbalanced coax to a balanced load can be done with a half-wave coaxial balun, A. Electrical length of the looped section should be checked with a dip meter, with ends shorted, B. The half-wave balun gives a 4:1 impedance step up.

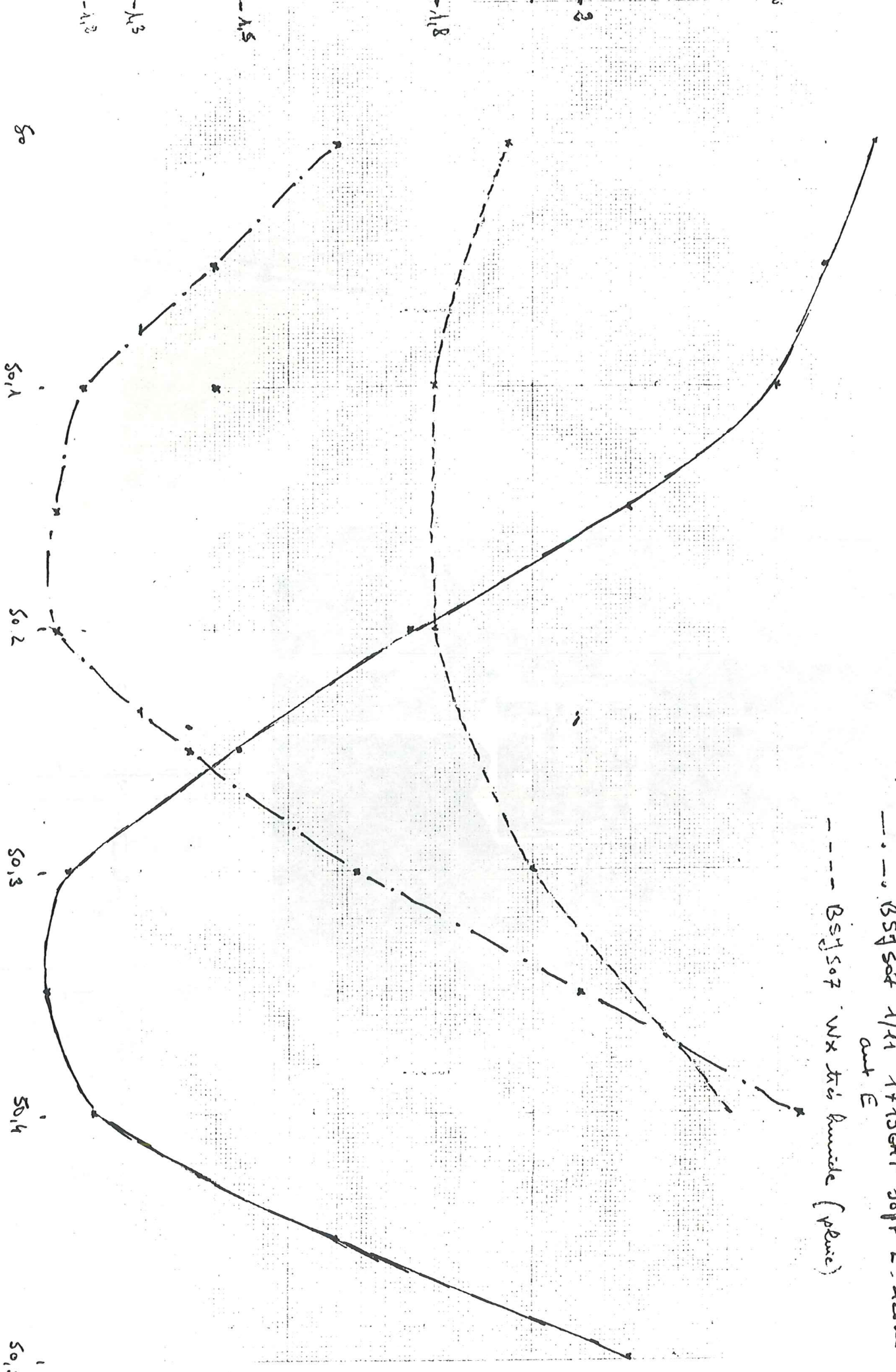




BSG 5072  
F<sub>o</sub> 50, 150 MHz  
Gp = 10, 50 dBd  
Plan Leipzig

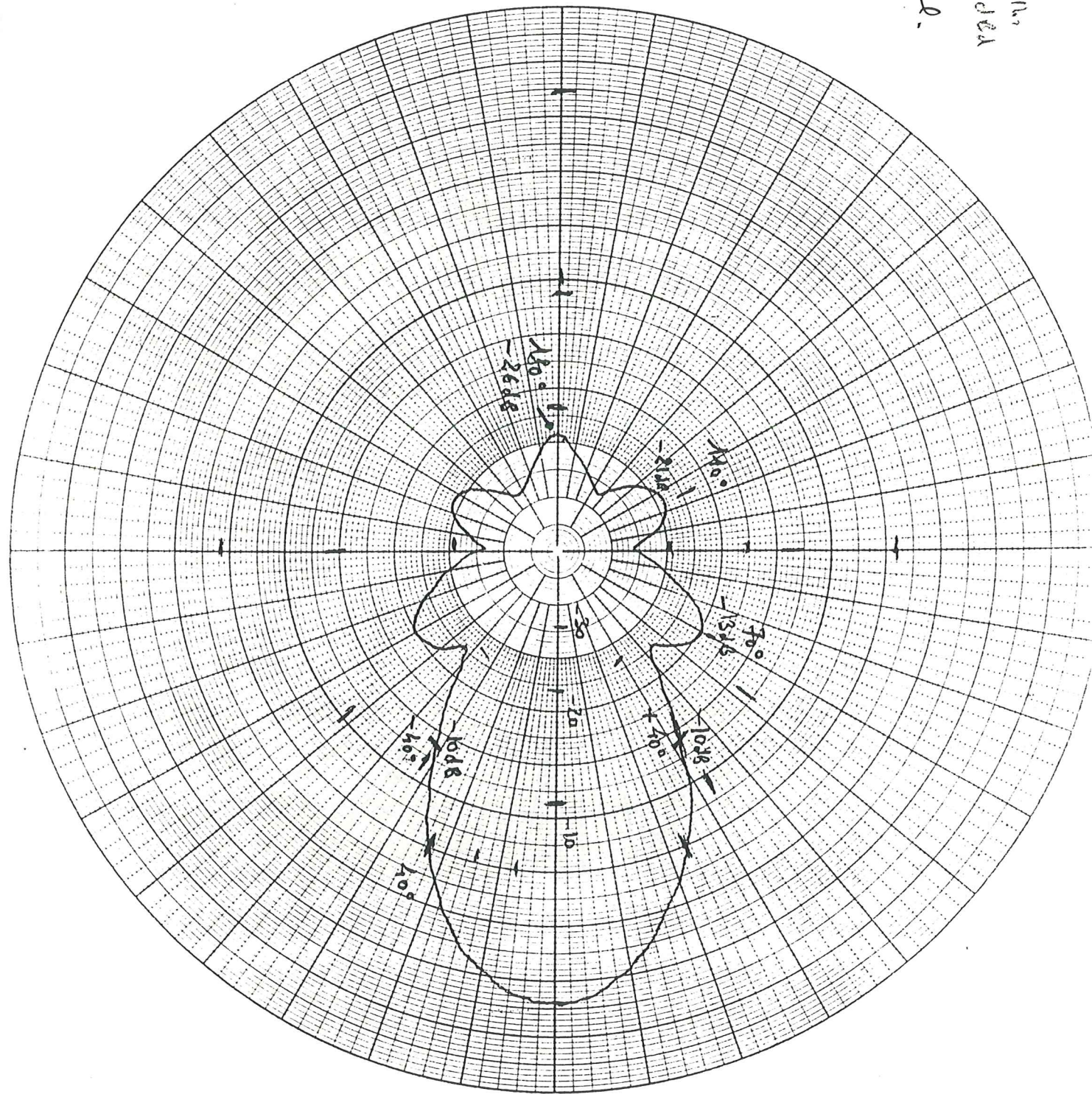


——— 1500 x 0T 21/10 rechner: 200F L = 535 mm  
 — · — · BSG 507 1/11 1710GHT 300F L = 420 mm  
 — · — · BSG 507 WX Tr's Riverside (plane)





5  
 BSF 5072  
 F<sub>2</sub> 50,150 kHz  
 Gp = 40,50 dB  
 plan vertical.



## ANTENNE 9 Eléments 50 MHz

Par Jean paul BRUNIQUEL F5QT

Jean Paul nous a fait parvenir pour la réunion de Cj92 , la réalisation et les mesures de son antenne 9 éléments 50 MHz . Les mesures ont été effectuées avec une balise placée à 300 m , par rapport à un dipôle Tonna à la même hauteur . La comparaison avec une 2 x 5 éléments écartées de 3 m donne 5 dB de mieux en faveur de la 9 éléments et 7 dB par rapport a une seule 5 éléments . Les mesures ont été effectuées avec un atténuateur professionnel .

### Description pour la réalisation :

La longueur total inter élément est de 911 cm ( 9.11 m ) , il faut ajouter à cela 2 x 10 cm soit une longueur totale de 9.31 m . Le boom a été réalisé avec celui d'une 16 éléments Tonna (carré de 20 x 20 mm ) et en suite rallongé pour obtenir les bonnes côtes . Un renfort du boom a été réalisé avec d'une part la jambe de force de la 16 éléments et d'autre part un haubanage aux extrémités .

Les éléments ont été réalisés avec ceux d'une 5 éléments ( tube de Ø 14 mm très léger ) .

### Mesure effectuées :

Gain mesurée par rapport à un dipole Tonna	13 dB
Rapport avant / arrière	19 dB
ROS à 50,150	1,1
ROS à 50,000	1,5
ROS à 50,400	1,55

Le dipole est un Tonna ( 5 éléments) . L'écartement du TMATCH est de 23 cm .

La description de la longueur de éléments est donné à la Fig 1 .



9 éléments 50 MHz par F5QT

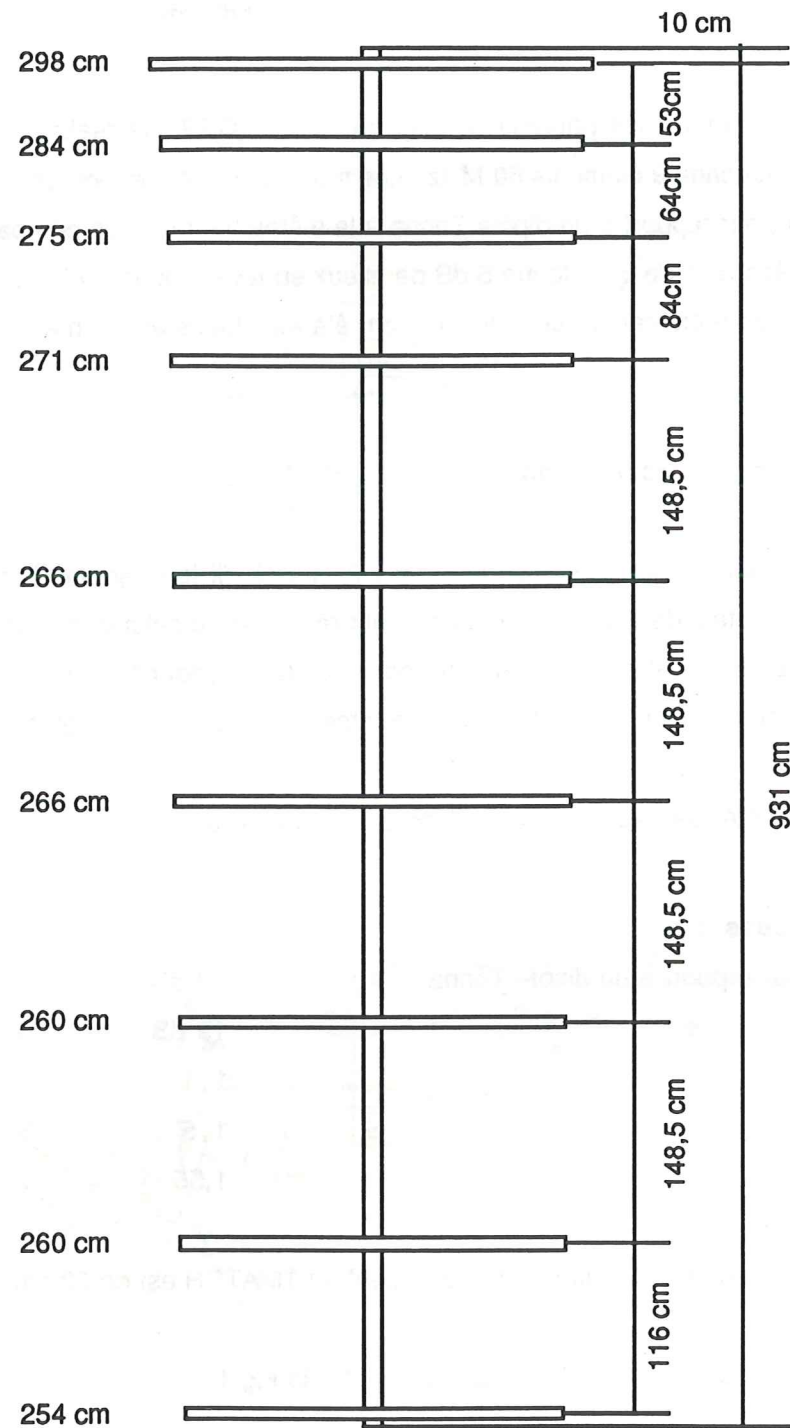


Fig 1

TRANSVERTER 28/144 MHz

Le TRANSVERTER décrit n'a aucune prétention sinon celle d'être reproductible.

L'Oscillateur Local:

Il est construit autour d'un J 310 ou U 310. Le Quartz est un 1 16 MHz. L'OL est prélevé par 2,7 pF et injecté dans un Ampli séparateur constitué d'un double porte BF 960. A la sortie de l'amplificateur (L3) une puissance de 60 à 100 mW est disponible puis dirigée via un diviseur résistif vers les deux mélangeurs RX et TX.

La réception:

Le signal 144 MHz issu de l'antenne est acheminé via C 32 au circuit d'entrée du préamplificateur composé de L 9 (6 spires sur fil Argenté 10/10 bobinées sur un diamètre de 6 mm), la Capa variable doit être de bonne qualité. Pour ma part, j'utilise une ARENA 25 pF. Chacun fera selon ses moyens.

Le Transistor est un BF 981 mais pourra être remplacé par un 3 SK 124, 3 SK 174, BF 960 etc. Il sera peut-être nécessaire de modifier R 20, 21, 22, 23 pour un courant de repos optimum de 10 mA pour le BF 981.

Le signal est ensuite filtré par L 10, L 11 et injecté dans la G 1 du mélangeur de réception constitué par T 6 (BF 960).

L'utilisation d'un mélangeur à transistor en réception a été choisie pour limiter les pertes (mélangeur à diodes) et de ce fait, ne pas dégrader le facteur de bruit global. La sortie 28 MHz s'effectue sur un pot TOKO, et un diviseur capacitif constitué de C 41 et C 42.

L'émission:

L'entrée 28 MHz (1 mW Max.) est réglable par un potentiomètre. Elle est injectée directement dans un mélangeur à diodes (MD 108, SRA 1 etc....). Le signal 144 MHz issu du mélange est amplifié par T 3 (BFR 91) filtré par L 4, L 5, L 6 et amplifié de nouveau par T 4 (BFR 96) et filtré par L 7, L8. On doit alors mesurer une centaine de mW.

NB: Toutes les Selfs de Chocs utilisées sont: 0,47 micro Henri.



Le circuit imprimé, une fois percé, doit être nettoyé et monté dans son boîtier préalablement préparé à recevoir les différentes prises et By Passe.

#### Cablage :

Il est préférable de commencer par l'oscillateur local. Aucune difficulté pour la mise en place des composants sinon prendre garde à leur sens, notamment J310, ne pas cabler C 4 et alimenter l'ambrillon de montage, régler L 1 pour démarrer l'OL.

Pour visualiser le démarrage de l'OL, il y a plusieurs méthodes, Onde mètre à absorption, Voltmètre HF, o, peut également mesurer la variation de tension aux bornes de R 2. (Pour les plus riches, Analyseur de Spectres.)

Une fois l'OL démarré, cabler l'amplificateur séparateur, constitué de T 2, L 2, L 3. Cette opération terminée, connecter un Voltmètre HF ou autre sonde entre la masse et la connection C 11, C 12. Ce point est à basse impédance (50 Ohms), un niveau de 60 à 80 mW est une valeur normale, cette puissance est obtenue après réglage de L 2, L3.

A ce niveau deux possibilités. Cabler l'émission ou la réception, aucune priorité.

Commençons par la réception.

Tous les éléments RX étant montés sur le circuit imprimé, connecter le + RX (10 V). Vérifier le courant de repos de T 5 (1,2 V. aux bornes de R 20). Les valeurs R 20, R 21, R 22, R 23 sont déterminantes pour le courant de repos de T 5. Si un autre type de transistor est utilisé, il conviendra de modifier ces valeurs pour obtenir le courant de repos optimal préconisé par le fabricant.

Les manipulations sont identiques pour le mélanger T 6. On doit mesurer approximativement 0,1 V. aux bornes de R 25. Les différentes tensions étant correctes, connecter un récepteur 28 MHz à la sortie (C 41, C 42), un générateur sur l'entrée 144 MHz (C 32), régler la capacité d'entrée L 10, L 11, L 12 pour maximum de réception. Baisser le niveau du générateur et recommencer plusieurs fois l'opération.

Régler l'injection d'oscillation locale à l'aide du CV Plastique (25 pF) situé entre R 2 et R 27. Connecter une antenne et parfaire les réglages sur une balise ou autre.

Le résultat doit être largement aussi bon que celui obtenu avec votre récepteur du commerce.

#### L'émission:

Cabler le reste des composants. Le mélangeur utilisé est un SRA 1 mais peut être remplacé par n'importe quel autre mélangeur 7 dbm.

Régler le Pot. à mi-course. Injecter 1 mW. max. de 28 MHz à l'entrée C 24. Régler le filtre de bande L 4, L 5, L 6 puis L 7 et L 8. Recommencer plusieurs fois l'opération. Une puissance de 100 mW doit être obtenue à la sortie (connection C 30, C 31). L'alimentation TX est + 10 V. Dans cette configuration sur le prototype réalisé il n'y a pas d'auto-oscillation ni d'instabilité, la pureté spectrale est supérieure à 50 dbc, à condition que le 28 MHz envoyé soit propre. A ce sujet un filtre Pass-Bass peut être intercallé à l'entrée 28 MHz.

A vos Fers à souder.

F 1 FVP

PS. La plus part des Composants  
Sont disponibles chez :

PROELECTRONIQUE 96.98 Cours de la  
MARTINIQUE 93000 Bx

ET ce au prix Très Compétitif



## Liste des Composants

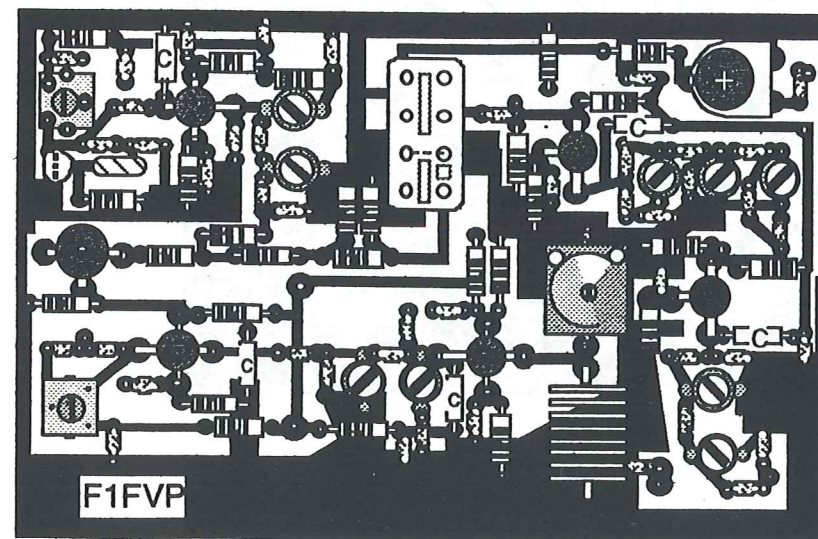
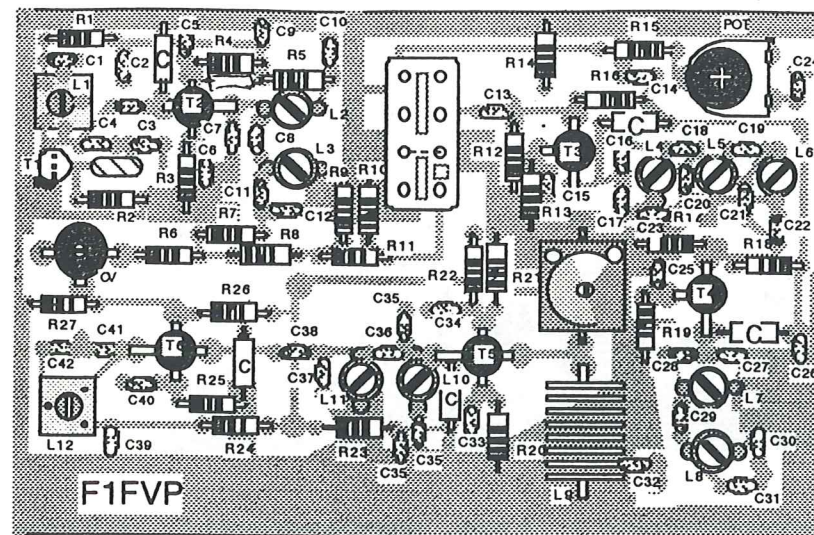
C 1, 2,5,6,9,10,13,14, 15, 23, 25, 26, 32, 33, 34, 35, 39, 40 : 1 nF  
 C 3, 17, 22, 27, 30: 27 pF  
 C 4, 7, 8, 11: 12 pF  
 C 12: 39 pF  
 C 16, 21, 28, 31, 37: 8,2 pF  
 C 18, 19, 29, 36: 1 pF  
 C 20: 22 pF  
 C 24: 10 nF  
 C 38: 3,9 pF  
 C 41: 82 pF  
 C 42: 330 pF  
 CV Plastique: 25 pF

R 1: 470  
 R 2: 270  
 R 3: 29  
 R 4 et R 4(Bis) : 4.7 K  
 R 5: 68  
 R 6, R 7 et R 8: 18  
 R 9:  
 R10:  
 R11:  
 R12: 1 K.  
 R13: 12  
 R14: 470  
 R15: 47  
 R16: 10 K.  
 R17: 1 K.  
 R18: 10 K.

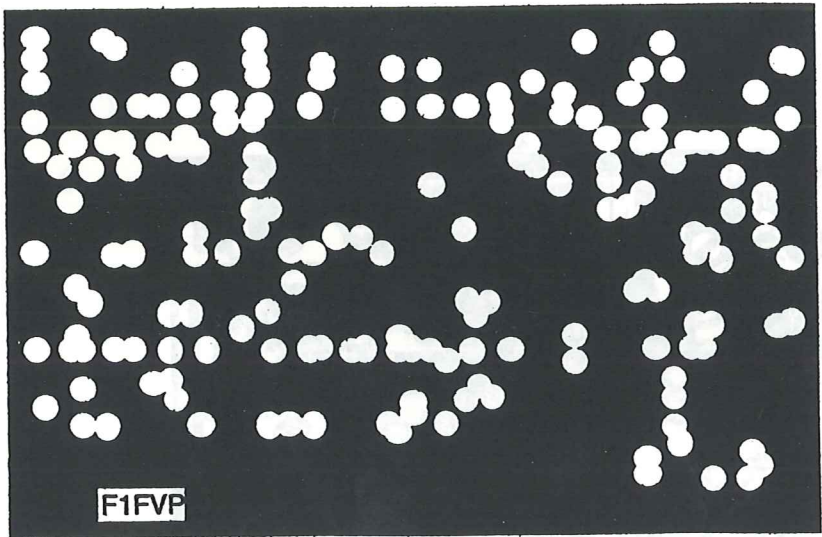
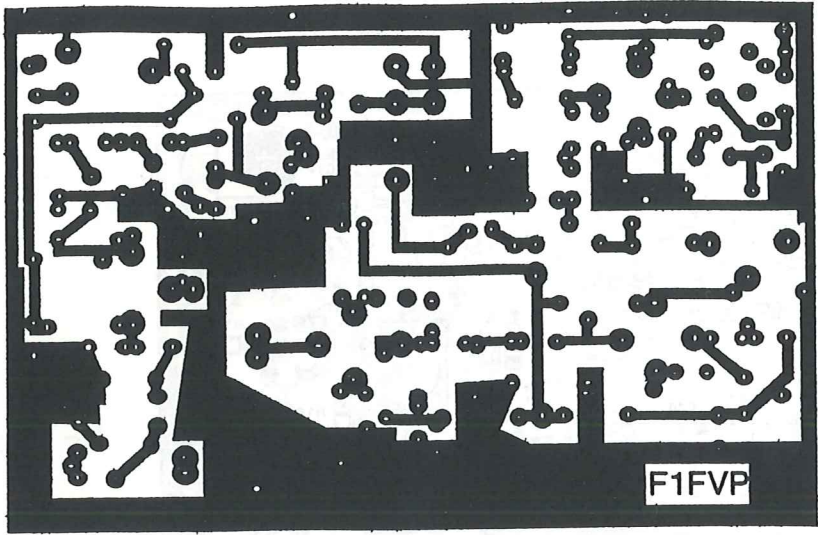
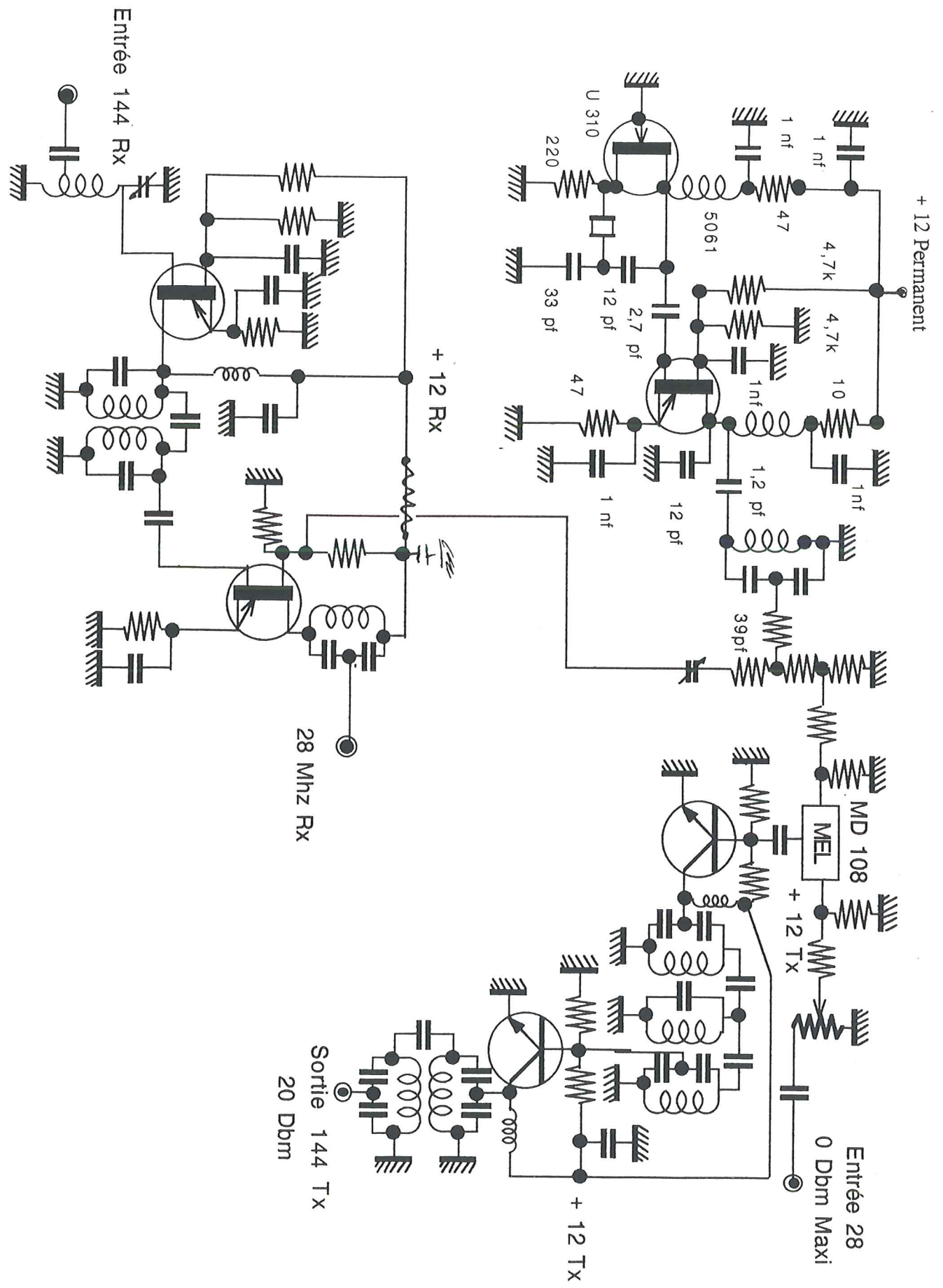
L 1: Néosid: 5061  
 L 2, L 3, L 4, L 5, L 6, L 7,  
 L 8, L 10, L 11: TOKO Orange  
 ou 4 spires Diam. 4 avec Noyau  
 L 9: 6 spires Fil Argenté 10/10 ème  
 Diam. 6 mm  
 L 12: TOKO  
 Choc: 0,47 micro Henry

R19: 12  
 R20: 120  
 R21 et R 22: 12  
 R23 et R24: 10  
 R25: 22  
 R26 et R27: 12 K.

T 1: J 310  
 T 2: BF 960  
 T 3: BFR 91  
 T 4: BFR: 96  
 T 5: BF 981  
 T 6: BF 960









"Préparons la reception d'ARSENE bande S" par F81C

Premier article de cette chronique qui nous fera parcourir successivement les étapes de la réalisation d'un récepteur de 2304 à 2445 MHz, en abordant les amplificateurs MMIC, les logiciels de calcul de lignes, l'oscillateur local, et enfin le récepteur; un article complémentaire abordera la partie émission sur 2304MHz car la voie montante sur ARSENE est en 435 MHz et ne nécessite pas d'émission à 2304 MHz.

Les MMIC et leur applications.  
(Ou comment faire des hyper sans problèmes)

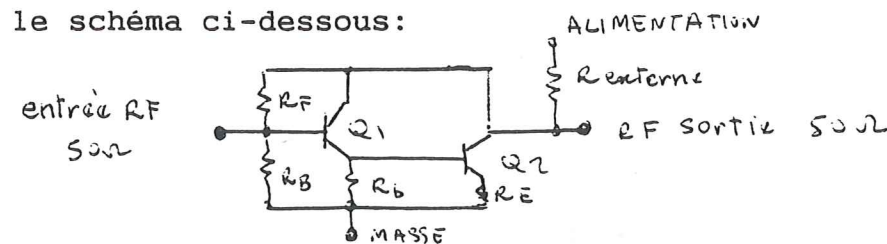
Les MMIC qui sont des circuits intégrés analogiques, ont un sigle qui signifie "monolithic microwave integrated circuits" sont apparus il y a quelques années sur le marché et sont à l'analogique un peu ce qu'était à la logique les premiers circuits intégrés de la série 74.

Ces circuits se trouvent chez au moins deux annonceurs de Radio-REF.

Ces circuits relativement bon marché (échelle des prix de 25 à 60 frs environ) pour les fabrications qui nous intéressent car il y a des prix plus élevés soit pour certains fabricants soit pour un matériel plus performant en tenue. Le bon marché est relatif par rapport à un composant hyper fréquence, mais lorsque l'on voit le peu de composants autour pour faire un amplificateur et le bon fonctionnement assuré, je crois que "bon marché" est un terme approprié.

1) Comment sont constitués les MMIC?

Selon le schéma ci-dessous:

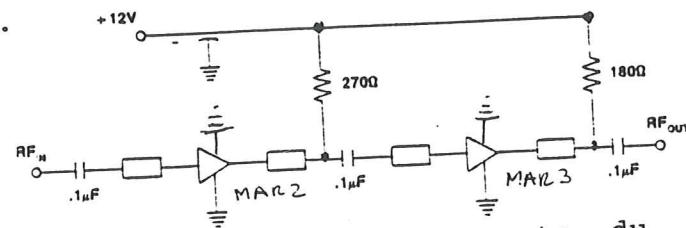


Ils sont caractérisés par : une entrée et une sortie à 50 ohms donc aucune adaptation à faire par rapport a des lignes imprimées ou micro-stip en anglais, ils sont cascadables c'est à dire que l'on peut en mettre plusieurs en série pour obtenir le gain désiré et enfin ils ont une bande passante qui permet des gains élevé de 0 ou quelques MHz jusqu'à 2 ou 2,5 GHz mais qui donne encore du gain à 4 GHz. Dernière chose enfin, les meilleurs en facteur de bruit, sont capables de faire un amplificateur d'entrée acceptable quand il s'agit de large bande avec filtre derrière, et certains récepteurs du commerce les utilisent ainsi.

Base du schéma de montage pour un amplificateur d'entrée par exemple sur un compteur de fréquence ou un oscilloscope avec comme caractéristiques 20dB de gain bande de 10 à 1500MHz

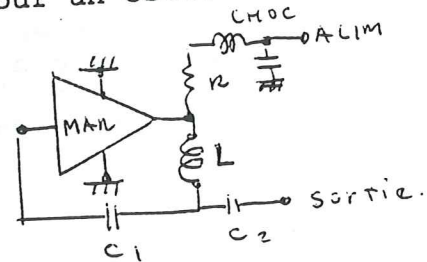


avec encore 5/6 dB à 4 GHz.



On peut voir que c'est d'une simplicité assez étonnante du point de vue composants!

Base de schéma pour un oscillateur hyper fréquence:

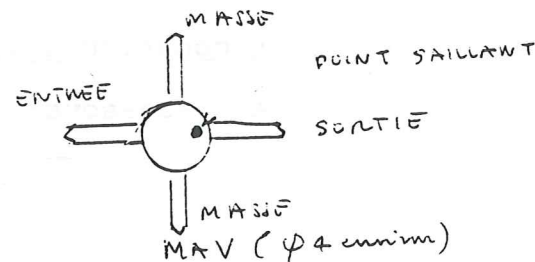
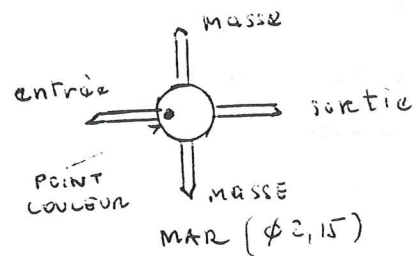


LC<sub>1</sub> peuvent être imprimés

## 2) Principaux types de MMIC et brochage.

Les plus courants pour ce qui nous intéresse sont de la série "MAR 1" à "MAR 8" (sauf MAR 5 inexistant) qui sont repérés par un point de couleur; marron pour le 1, rouge pour le 2, orange pour le 3; jaune pour le 4; blanc pour le 6, violet pour le 7; bleu pour le 8. Ce point de couleur pour les MAR est situé vers la patte d'entrée (voir schéma).

Une autre série existe qui sont les "MAV" qui eux sont repérés par un point en relief du côté sortie et qui sont d'un diamètre légèrement plus gros que les MAR. Dans cette série c'est surtout le MAV 11 qui est intéressant car il sort de la puissance 16dBm avec un gain de 11,5 dB à un GHz, dans la réalité on peut compter sur un gain d'environ 6dB à 2,5 GHz et environ 20 à 25 mW si le montage est correct. Comme on peut aussi monter ces MMIC en parallèle, on voit de suite que les 50mW voir 100mW pour 4 amplificateurs à 2300 MHz sont à la portée de ces composants.



## 3) Recommandation d'emploi:

L'emploi des MMIC est relativement facile mais nécessite quelques précautions élémentaires:

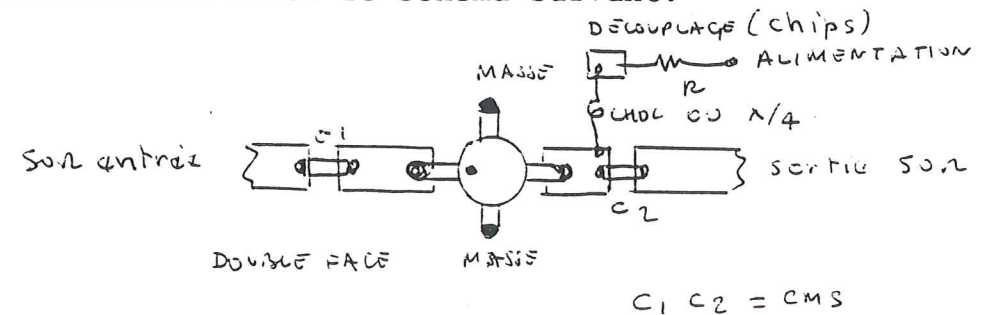
- la mise à la masse des deux connections point froids est primordiale pour une bonne réalisation qui "monte" en fréquence, une mauvaise connection de ces deux pattes peut entrainer jusqu'à 10dB de perte à 1 GHz! Pour solutionner ce problème il existe plusieurs solutions: soit des trous métallisés pour passer les deux pattes, bien entendu le cablage se fait sur circuit double face avec plan de masse; soit par stap métallique au plus court sur le bord du circuit; soit comme j'utilise deux surfaces suffisantes pour présenter une capacité shunt aux fréquences élevées et le passage par deux trous des deux pattes repliées de chaque côté du MMIC et soudure sur les deux faces de ces pattes.

- la nature du support est aussi à regarder, ce problème fera l'objet d'un prochain article avec le logiciel de calcul.

- les capacités de liaison sont des CMS obligatoirement à ces fréquences et ne présentent pas de difficultés de montage si l'on possède un fer à souder de bonne qualité adapté à ce genre de montage ainsi qu'une bonne vue (ou paire de lunettes, et avec l'âge binoculaire plus lunettes!). Les éléments parasites aux fréquences élevées créent des pertes et des stationnaires qui amènent des pertes en gain et puissance comme pour les connections des pattes à la masse.

- le temps de soudage n'est pas très contraignant et l'utilisation d'un fer thermostaté à 250 ° pendant deux secondes est correct.

- Résistance d'alimentation ou résistance d'alimentation plus self de choc? Dans la majeure partie des cas une simple résistance suffit si on ne cherche pas des performances exceptionnelles et il est rare que j'utilise autre chose que la simple résistance telles que mentionnées dans le tableau suivant (T1) (perte de gain de 0,5 à 1dB perte de puissance de 2 dB environ). Dans les cas où l'on désire monter le plus haut possible en fréquence et sortir le plus de puissance possible la self de choc est intéressante selon le schéma suivant:



- les entrées sorties se font par capacités CMS comme dit précédemment mais connectés à des morceaux de ligne imprimée 50 ohms, même petite, pour faire le raccordement entre les connecteurs et les MMIC.



Tableau 1 donnant la valeur de R pour différentes tensions de services du montage.

Ampli	Courant de repos	Tension de repos	Alim en Volts			Dissipation résistance
			+9	+12	+15	
MAR 1	17mA	5 Volts	230	420	600ohms	0,12 W
MAR 2	25	5	160	280	400	0,18
MAR 3	35	5	120	200	300	0,25
MAR 4	50	6	60	120	180	0,30
MAR 6	16	3,5	350	530	720	0,14
MAR 7	22	4	230	370	720	0,18
MAR 8	36	8	..	120	200	0,14
MAV 11	60			120		0,40

On voit d'après ce tableau qu'une bonne précaution est d'alimenter le circuit par un régulateur de façon à avoir une source stable.

#### 4) Choix des circuits

Passons sur le MAV 11 plus destiné à la "puissance" que les autres, pour les MAR les caractéristiques sont parfois voisines et le choix peut se faire en fonction de plusieurs critères:

- le gain en dB MAR1--> 13dB, MAR 8--> 19dB.
- la fréquence d'utilisation maximum: MAR 1,4,8--> 1GHz  
MAR 2,3,6,7 --> 2GHz
- la puissance en dBm à 1 dB de compression --> MAR 4 ou 8
- le facteur de bruit --> le meilleur est MAR 6 avec 2,8 dB.

On voit donc que le choix est une question de compromis et d'expérimentations, car comme je l'ai dit précédemment, les performances réelles sont égales ou meilleures souvent que celles attendues et je n'ai rarement été déçu par ces petits amplificateurs et malgré leurs caractéristiques données de façon limitée, on peut très bien faire encore des amplis à 2300MHz et même 3500 MHz. Le meilleur dans ce cas étant le MAR 8 qui fait encore 9,8 dB de gain à 4000 MHz....

à suivre..

Avant propos : Je conseille aux OMs qui ne connaissent pas la SSTV de relire auparavant les articles de F3ZZ dans Radio-REF 09-88 et 10-88, qui expliquent en détail la SSTV noir et blanc. Je rappelle simplement que la SSTV est un procédé de transmission d'images fixes (photos) utilisant dans une bande passante phonie, en fait 1200-2300 Hz, le procédé de sous-porteuse BF modulée en fréquence. Les synchronisations sont à 1200 Hz, le noir à 1500 Hz et le blanc à 2300 Hz, les niveaux de gris ou de couleur s'échelonnent entre ces deux fréquences. Tous les modes utilisables en phonie (BLU, AM, FM) peuvent être utilisés pour transmettre cette sous porteuse BF. (classes J3C, A3C, F3C).

En SSTV couleur, on ne peut pas parler de standard, il n'y en a pas ! Il n'y a pas encore de recommandation IARU sur les modes à utiliser, alors les fabricants de matériel sortent chacun leur "standard" !. Les avantages et inconvénients d'un mode par rapport à un autre n'apparaissent qu'avec l'expérience, en trafiquant suivant différentes propagations et niveaux de parasites sur la bande.

L'essentiel du trafic s'effectue autour de 14,230 MHz, mais on peut en entendre sur 28,680 par bonne propagation, le matin sur 3,735 et, moins souvent, sur 21,340 et 7,040.

J'ai analysé les émissions SSTV couleur à l'aide d'un convertisseur de réception noir et blanc DK3VF de construction OM, assisté de quelques montages construits spécialement pour cela et d'un magnétophone à cassette. J'ai beaucoup opéré par simple écoute (et vision) du trafic, mais j'ai également demandé à des OMs de m'envoyer des images dans certains modes.

#### PRINCIPES GENERAUX.

Pour fabriquer une image SSTV couleur, c'est comme en TVA, il faut transmettre les trois couleurs de la synthèse additive, soit le rouge, le vert et le bleu. A cela on rajoute les tops de synchronisation ligne et trame. La différence entre les différents modes de SSTV couleur réside dans les procédés et les temps de transmission de ces trois couleurs.

Dans les modes les plus utilisés, l'image comporte 240 ou 256 lignes, ce qui correspond à la capacité des mémoires utilisées dans les convertisseurs ( 64 Kmots= 256 points X 256 lignes ). Cela donne des images de bonne qualité sur un écran de 31 cm, en utilisant un balayage non entrelacé à 15625/50 Hz, qui comporte normalement 287 lignes visibles. Il suffit d'effacer les 31 lignes inutiles.

Il faut trois mémoires : une pour le rouge, une pour le vert et une pour le bleu. Les mots sont en général de 6 bits avec des mémoires dynamiques soit 6 mémoires de 64K X 1 bit, ce qui donne 64 niveaux par couleur, mais maintenant on utilise de plus en plus des mémoires statiques, par exemple 2 mémoires 32K X 8 bits par couleur. La technologie évoluant rapidement, on arrive depuis 1991 à 128K X 8 bits dans un boîtier, et donc avec 3 boîtiers on peut stocker deux images couleur de 256 X 256 pixels.

Dans la SSTV moderne, le top de synchro ligne à 1200 Hz est souvent suivi d'un top plus ou moins long à 1500 Hz ou 1900 Hz, ceci pour supprimer les décalages d'une ligne par rapport à l'autre à la réception (phénomène appelé "frisette").

Il existe trois principes de base pour transmettre les couleurs en SSTV:

- La couleur séquentielle par trame ( Frame sequential colour ).
- La couleur séquentielle par ligne ( Line sequential colour ).
- La couleur à composantes multiplexées ( Time multiplexed component colour ).

Je vais les présenter l'un après l'autre en décrivant en détail les modes s'y rapportant. Le paragraphe 4 sera consacré aux signaux de synchronisation image, qui ne seront donc pas évoqués pour chaque mode.



## 1. LA COULEUR SEQUENTIELLE PAR TRAME.

Il s'agit dans ce principe de transmettre une trame de rouge, une trame de vert puis une trame de bleu. Le principal inconvénient de ce procédé est que, chaque trame durant plus de 30 secondes, si les conditions de propagation ou de QRM varient d'une trame à l'autre, ceci fausse complètement les couleurs résultantes. A ma connaissance, ce principe n'est plus utilisé par les radio-amateurs. Il pourrait l'être simplement en transmettant trois images (1 rouge, 1 verte, 1 bleue) dans un mode noir et blanc. Par contre ce principe est utilisé en FAX par les agences de presse.

## 2. LA COULEUR SEQUENTIELLE PAR LIGNE ( Fig. 1).

Ici, on transmet les 3 couleurs alternativement, c'est à dire une ligne de rouge, une ligne de vert puis une ligne de bleu. Pour ne pas mélanger les couleurs à la réception en cas de perte d'un top de synchronisation ligne à cause des interférences, on rajoute après la synchro de la ligne de rouge un top supplémentaire à 2300 Hz, ce qui permet de repositionner la séquence rouge, vert, bleu correctement.

Les modes utilisant ce procédé sont souvent appelés "modes allemands" ou "modes Wraase", du nom de DL2RZ qui les utilise sur ses convertisseurs depuis le début de la SSTV couleur. Il y en a quatre : le 24 secondes, le 48 sec. "quasi", le 48 sec. naturel (ou normal) et enfin le 96 sec. Le mode 24 sec. est à la SSTV couleur ce qu'est le 8 sec. à la SSTV noir et blanc, c'est à dire l'un des plus rapides et le plus ancien. Actuellement, parmi les 4, c'est surtout le 96 sec. qui reste l'un des plus utilisés, surtout en Europe. Ce mode est le meilleur qui permette de stocker des images sur un simple magnétophone grâce à ses synchros sur chaque couleur. Ceci fait aussi sa faiblesse dans le QRM par rapport à d'autres modes que nous verrons plus loin.

## 3. LA COULEUR A COMPOSANTES MULTIPLEXEES.

On aborde ici les modes de transmission SSTV modernes. Les 3 couleurs fondamentales, ou leurs composés, sont transmis l'un après l'autre dans la ligne SSTV. Il y a donc qu'une seule synchro pour les trois couleurs, voire pas de synchro du tout (modes AVT).

Quatre grandes familles utilisent ce procédé :

- Les modes ROBOT (U.S.A.).
- Les modes MARTIN'S et SCOTTIE (Royaume Uni).
- Les modes SC2 (Allemagne).
- Les modes AVT (ordinateurs Amiga).

### 3a. Les modes Robot ( Fig. 2 ).

Robot est une firme américaine qui fabrique du matériel SSTV depuis longtemps et qui fut dans les premiers à utiliser ce principe de composantes couleur multiplexées.

Il y a quatre modes : le 12 sec., le 24 s, le 36 s et le 72 secondes. Ils ont la propriété d'être compatibles noir et blanc, ainsi une station de réception noir et blanc pourra recevoir une image correcte bien que ce soit de la couleur. En effet, au lieu de transmettre à proprement parler le rouge, le vert et le bleu,

Robot utilise un procédé déjà connu en télévision PAL ou SECAM : transmettre un signal de luminance Y, un signal de chrominance rouge X fonction de R-Y et un signal de chrominance bleue Z fonction de B-Y. Comme vous le voyez fig. 2, suivant le mode les 2 signaux de chrominance sont transmis à chaque ligne ou alors l'un après l'autre alternativement une ligne sur 2. Dans tous les cas, la chrominance rouge est précédée d'une synchro noire (1500 Hz) et la chrominance bleue par une synchro blanche (2300 Hz). Ceci permet à la réception de s'y retrouver.

Pour recevoir l'image en noir et blanc, il suffit de régler la largeur d'image de façon à ne prendre que la partie luminance.

### 3a. Suite

En réception couleur, il faut faire quelques calculs de façon à retrouver le rouge, le vert et le bleu. Ceci nécessite l'emploi d'un microprocesseur qui se charge de cela. Sinon, il est possible de le faire à l'aide de circuits intégrés logiques ou analogiques, mais le montage devient alors une "usine à gaz". Sur la figure 2, je donne les formules pour l'élaboration des 3 signaux vidéo Y, X et Z à l'émission. Voici quelques explications : Y représente la luminance (ce qui constitue l'image noir et blanc), X la chrominance rouge et Z la chrominance bleue. Um représente la tension vidéo maxi correspondant à une fréquence de 2300 Hz, une tension de zéro volt correspondant à 1500 Hz. Dans le signal vidéo avant modulation de la sous porteuse BF, R, V, B, X, Y et Z varient entre zéro Volt et Um. Les OMs matheux en déduiront facilement les formules à la réception, soit R, V, B en fonction de X, Y et Z.

Parmi les 4 modes Robot, surtout le 72 sec. est utilisé et on entend parfois du 36 sec. Le 12 et le 24 sec. sont très rares, les OMs préférant la haute définition à 240 lignes.

L'enregistrement de ces modes sur bande magnétique donne quelque chose de mauvais, surtout sur cassette. Comme les durées des signaux de chrominance sont moitié de celles de la luminance et du fait de la faible dynamique de ces signaux, à la lecture de l'enregistrement les couleurs s'en trouvent délavées.

### 3b. Les modes Martin's et Scottie ( fig. 3).

Les modes Martin's doivent leur nom à leur concepteur, l'anglais G3OQD qui les a implantés sur le convertisseur Robot 1200C. Il y a deux modes : le Martin's M1 et le Martin's M2. Le mode M1 est actuellement le plus utilisé sur 14,230 MHz, car il commence à être implanté sur plusieurs types de matériels. Ce mode devient un standard pour la SSTV couleur. Les américains, qui à l'origine n'étaient équipés qu'en modes Robot, en sont maintenant souvent équipés. Le mode M1 est le meilleur au point de vue qualité d'image parmi les modes équipés d'une synchro ligne, ceci étant lié à sa durée de transmission. En effet, plus la transmission est longue, meilleure est la définition.

En mode M1 ou M2, chaque ligne est composée d'un top de synchro à 1200 Hz suivi des trois composantes chacune à temps égal : vert, bleu puis rouge.

Les modes Scottie sont l'oeuvre de l'écossais GM3SBC. Il y en a deux : Le Scottie S1 et le Scottie S2. Le mode S1 est comparable au Martin's M1, mais de durée légèrement plus courte. Il est surtout utilisé lors de contacts avec les Australiens et les Néo-Zélandais qui en sont équipés. Ici le principe est le même qu'en Martin, sauf que l'ordre des couleurs est : rouge, vert puis bleu.

Quand on reçoit tous ces modes (M1, M2, S1, S2) sur un appareil noir et blanc, cela ne donne pas toujours un bon résultat, cela dépend de la répartition des couleurs dans l'image. Dans ce cas, c'est la couleur qui suit la synchro que l'on reçoit, soit le vert en Martin et le rouge en Scottie.

Les modes Martin's M2 et Scottie S2 sont rarement utilisés, du fait de leur moins bonne définition.

Pour ce qui est de l'enregistrement sur magnéto de ces modes, on rencontre à nouveau le problème de la variation de vitesse de la bande, ce qui cause un léger décalage des couleurs les unes par rapport aux autres. Cela donne un effet de relief à l'image, comme sur un journal mal imprimé, ce qui n'est pas toujours agréable.

### 3c. Les modes SC2 ( fig. 4).

Je les appelle modes SC2, car ils sont l'oeuvre de DL2RZ qui les a implantés sur son dernier appareil, le SC2. Il y en a trois : le 30 sec., le 60 sec. et le 120 sec. Comme ils viennent de sortir, on les entend peu et je doute fort qu'ils parviennent à détrôner le Martin's M1. Le principe ici est presque le même que pour le S1, sinon qu'ici la composante verte a une durée double du rouge ou du bleu.



### 3d. Les modes A.V.T. ( fig. 5).

AVT signifie " Amiga Video Transmission" . C'est le nom d'un programme sur ordinateur Amiga qui permet de transmettre et de recevoir des images en SSTV de bonne qualité. Il y a quatre modes couleur : le 24 sec., le 30s., le 94 sec. et le 188 sec. Je parlerai également du 125 secondes noir et blanc qu'il est intéressant de connaître.

La caractéristique principale des modes AVT est de ne pas avoir de synchro ligne. A la réception, il faut donc synchroniser le début de la première ligne (composante rouge) à la fin de l'entête numérique (voir plus loin) et ensuite, avec une horloge pilotée quartz, recevoir l'image comme on reçoit du FAX. Les couleurs sont transmises comme dans le mode S1.

Les modes 94 et 188 sec. ont un format plutôt adapté à l'ordinateur qu'au format mémoire de 256 lignes. Toutefois on peut quand même utiliser ces modes sur les convertisseurs à mémoire, moyennant quelques artifices.

Le mode AVT 188 sec. est actuellement le mode SSTV couleur qui possède la meilleure définition, mais pour l'apprécier il faut avoir une réception sur un écran de 400 lignes.

Le mode AVT 125 sec. noir et blanc est quasiment du FAX mais avec une durée de ligne de 312,5 ms. Il possède 400 lignes également.

Comme autre particularité, les modes AVT possèdent entre la synchro image et la première ligne une entête numérique de 5,3 secondes qui compte 32 lignes de données de 166 ms ( fig. 6).

Les modes AVT sont utilisés principalement dans des conditions difficiles quand les autres modes ne passent plus et évidemment par les OM's possesseurs d'Amiga. Ils résistent très bien au QRM. Par contre, il est difficile de les enregistrer du fait de l'absence de synchro ligne.

### 4. LES SYNCHRONISATIONS IMAGE ET SIGNAUX S'Y RATTACHANT ( Fig. 7).

Vous avez pu remarquer que dans ma description des différents modes, je n'ai pas parlé des synchros image. Il est plus judicieux d'y consacrer un paragraphe entier.

Si l'on écoute un peu les QSOs en SSTV couleur, on se rend compte que souvent les OM's transmettent une seule image à la fois et ensuite reprennent le microphone. Ce ne sont plus des séries d'images transmises en continu comme on le voit en SSTV noir et blanc. Maintenant, chaque image dure entre une et deux minutes, on ne peut plus se permettre d'en envoyer dix d'affilée. De plus, les lignes étant plus longues et plus nombreuses, le QRM a moins de prise sur l'image que par exemple en mode noir et blanc 8 secondes. En effet, un parasite de 500 ms vous fait perdre 8 lignes sur 128 en SSTV 8 sec. alors qu'il ne vous perturbe que une ligne ou deux sur 256 en mode Martin's M1. Il n'est donc pas systématiquement nécessaire d'envoyer plusieurs fois l'image.

Les constructeurs ont donc remplacé la simple synchro image de 30 ms à 1200 Hz par une série de signaux qui permettent de positionner le système de réception de façon automatique, afin de recevoir correctement du premier coup la seule image transmise.

#### 4a. Départ d'image.

Il y a d'abord deux lignes de gris à 1900 Hz de 300 ms environ précédées par une impulsion de 9 ms à 1200 Hz. Cela peut être utilisé pour caler le récepteur sur la bonne fréquence. Ensuite, il y a une séquence de 300 ms qui semble au premier abord être la synchro image proprement dite, à 1200 Hz, mais qui s'avère être un "identificateur" comprenant un start et un stop à 1200 Hz, et 8 bits intermédiaires qui constituent un code propre à chaque mode. Chaque bit, le start, le stop durent chacun 30 ms.

Un bit à 1 correspond à une fréquence de 1100 Hz et un bit à 0 à une fréquence de 1300 Hz. Sur la fig. 7, D0 correspond au poids faible et D7 au poids fort. On peut donc se servir de cet identificateur pour se positionner automatiquement sur le bon mode à la réception.

#### 4a. Suite.

Cette séquence (fig. 7) est parfois répétée trois fois, par exemple dans les modes AVT. En effet, ces modes sont difficiles à reconnaître à l'oreille, donc difficiles à positionner manuellement. Donc, pour être sûr que le convertisseur à la réception commute dans le bon mode, on envoie trois fois l'identificateur.

Dans tous les modes excepté les AVT, le bit stop à 1200 Hz de l'identificateur se confond avec la synchro de la première ligne. L'image démarre donc immédiatement après le dernier identificateur envoyé. En modes AVT, après celui-ci vient l'entête numérique (voir 3d) puis l'image démarre aussitôt.

#### 4b. Arrêt d'image.

Il est intéressant d'avoir une séquence d'arrêt. On ne peut pas toujours se fier au nombre de lignes reçues, certaines pouvant être perdues à cause du QRM, pour bloquer l'image en mémoire. De même, quand on prend une émission en cours, il manque fatalement des lignes. A la fin de chaque image est transmise deux fois une séquence constituée d'un top à 1200 Hz de 9 ms suivi de 291 ms de gris à 1900 Hz. C'est en fait la même chose qu'au départ mais sans l'identificateur.

### 5. SYNTHÈSE.

Le tableau de la figure 8 reprend tous les modes décrits ainsi que les modes noir et blanc 8s et 32s. La première colonne donne la durée de la ligne, synchro comprise, c'est à dire la période ligne. Il faut savoir que sur les modes 8s, 32s et les modes couleur Wraase, la durée de la ligne peut varier de quelques millisecondes selon les appareils. Dans ces cas, j'ai donc indiqué des valeurs moyennes.

La troisième colonne donne la durée de l'image utile, sans les entêtes et autres synchros image. C'est en fait la période ligne multipliée par le nombre de lignes. Parfois la durée réelle ne correspond pas exactement à l'appellation du mode considéré. Pour les modes Wraase, par exemple, ceci est dû à l'habitude qu'ont prise les OM's de tout ramener en multiples de 8s.

Les modes 8 secondes (à l'origine 120 lignes de 66,7 ms ou 133 lignes de 60 ms) n'en font plus exactement huit, mais les habitudes restent !.

Enfin la quatrième colonne donne l'identificateur dont j'ai parlé en 4a, en code hexadécimal.

Je ne saurais être complet sans vous dire qu'il existe quelques autres modes de SSTV couleur !. Mais ils ne sont pas utilisés et donc, n'en ayant jamais reçu, je ne peux vous les décrire.

Le tableau de la figure 9 donne un résumé des avantages et inconvénients de chaque mode. On pourrait bien sûr toujours en dire plus, mais ça ne remplacera jamais l'expérience. Il faut toujours savoir que, plus la transmission est longue, meilleure est la définition.



## 6. MATERIELS UTILISES.

Actuellement, un des matériels les plus utilisés est le Robot 1200C (U.S.A.), souvent associé à un ordinateur pour stocker les images. D'origine, ce convertisseur ne peut travailler que dans les modes Robot noir et blanc et couleur, mais si on lui met l'EPROM de Martin, G30QD, il fait tous les modes.

Le convertisseur SC2 de Wraase (DL2RZ) est également assez répandu surtout en Allemagne et plus généralement en Europe. Il permet de travailler dans tous les modes allemands, bien sûr, en Martin M1, en Scottie S1 et dans les modes Robot, mais pour ces derniers seulement en noir et blanc.

Un autre OM allemand, DK7BO, a également sorti un convertisseur, mais qui ne serait pas encore dans sa version définitive. Il permet déjà de travailler en modes allemands, en Martin M1 et en Scottie S1.

Il existe aussi un matériel australien, le LM9000 de VK3LM, mais j'ai peu d'info à son sujet.

Beaucoup d'OMs utilisent un ordinateur Amiga 500 ou 2000, avec le programme AVT qui permet de travailler dans presque tous les modes. Sur l'air, on entend parler de programmes pour compatibles PC qui sont sortis aux USA et d'autres qui vont sortir en Europe. Il y a certainement beaucoup de choses à faire avec les ordinateurs, mais j'ai peu d'infos là dessus. Le mieux et de contacter les OMs équipés, sur 14230 KHz.

En France, F6HCC a développé un convertisseur à microprocesseur en wrapping. Nous allons essayer de réaliser un circuit imprimé, mais le montage comporte déjà une soixantaine de circuits intégrés répartis sur plusieurs platines. Ce sera donc un long travail et il ne faut pas l'attendre avant début 1993. Voici les caractéristiques actuelles (Janvier 1992):

Réception : Noir et blanc : 8 sec., 16 sec. quasi, 32 sec.  
 Couleur :-Martin M1, avec ou sans synchro ligne  
 - Scottie S1, " " " "  
 - Wraase 48 sec. quasi  
 - Wraase 96 sec.  
 -AVT 90 sec.

FAX N/B : 120 et 240 lignes par minute.

Emission : Noir et blanc 8 sec., 16 sec., 32 sec. et FAX.

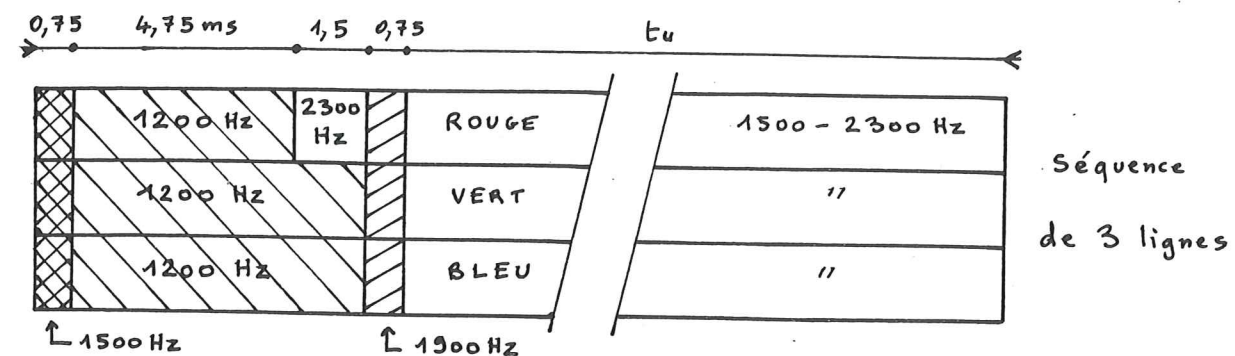
### Caractéristiques techniques :

- Microprocesseur Z80
- 384 Ko de RAM vidéo ( 2 images couleur ou 6 images N/B 32s)
- Démodulation et émission entièrement numériques (donc réglages limités)
- Clavier extérieur entrée des caractères en code Hexa (ASCII) ou à partir d'un Minitel.
- Enregistrement des images sur cassette stéréo avec fréquence pilote, ce qui permet d'enregistrer tous les modes.

Extensions envisagées : émission SSTV couleur tous modes, E/R RTTY et réception AMTOR. Sauvegarde des images dans cartouche RAM avec données compressées.

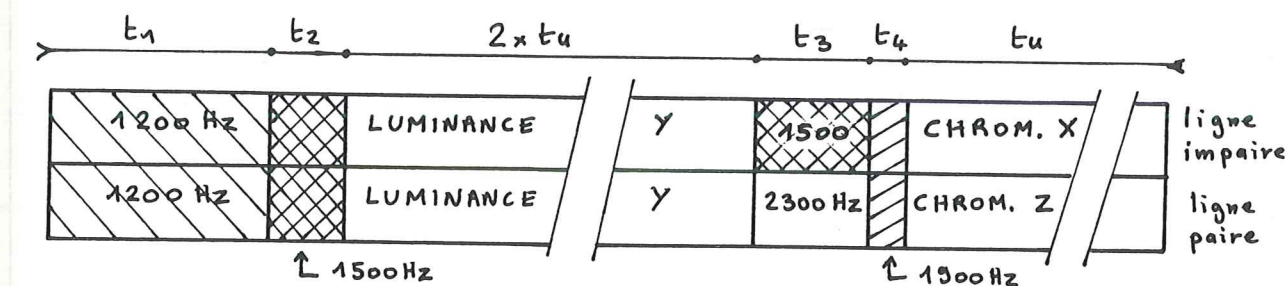
Quand le circuit sera disponible, ce montage paraîtra dans Radio-REF.

D'autres OMs ont certainement réalisés des convertisseurs SSTV. Beaucoup travaillent "dans l'ombre", HI. Il y a bien sûr les montages noir et blanc de FLJMG dans Radio-REF 03-90, de F6GIQ et FCLFYV dans Megahertz Juin 91 et le convertisseur émission N/B portable de F6ILR et F6BXC dans Radio-REF 06-91.

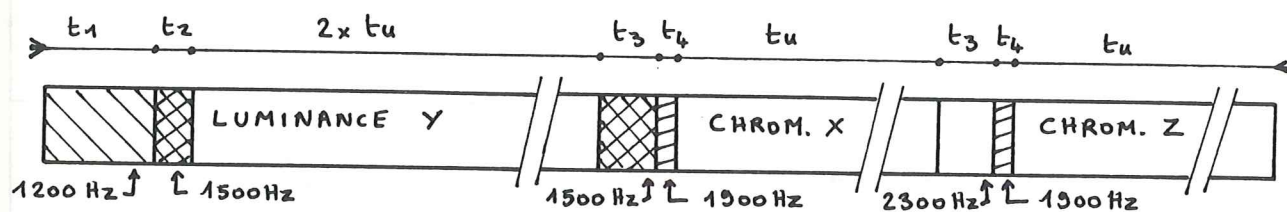


MODE →	24 sec.	48 s. quasi	48 s. normal	96 sec.
Temps utile $t_u$ (ms)	58,92	112,25	58,92	112,25
Nbre de lignes par image	128	128	256	256

FIG 1. MODES ALLEMANDS (WRAASE)



FORMAT 1



FORMAT 2

MODE →	12 sec.	24 sec.	36 sec.	72 sec.
$t_1$ (ms)	6	6	9	9
$t_2$ "	2	2	3	3
$t_3$ "	3	3	4,5	4,5
$t_4$ "	1	1	1,5	1,5
$t_u$ "	29,3	46	44	69
FORMAT	1	2	1	2
Nbre lignes	120	120	240	240

### Formules émission

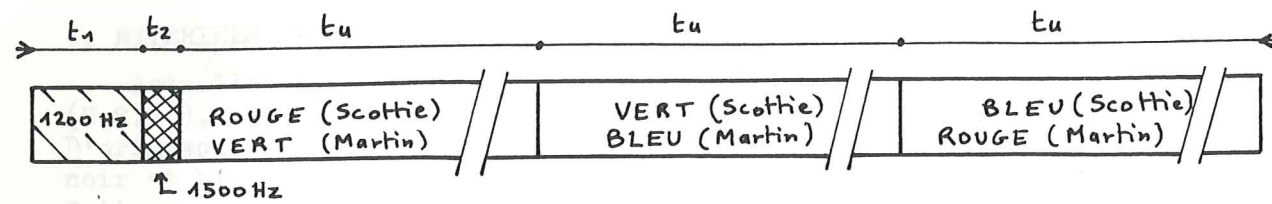
$$Y = 0,59.V + 0,3.R + 0,11.B$$

$$X = \frac{R - Y + 0,7.U_M}{1,4}$$

$$Z = \frac{B - Y + 0,89.U_M}{1,78}$$

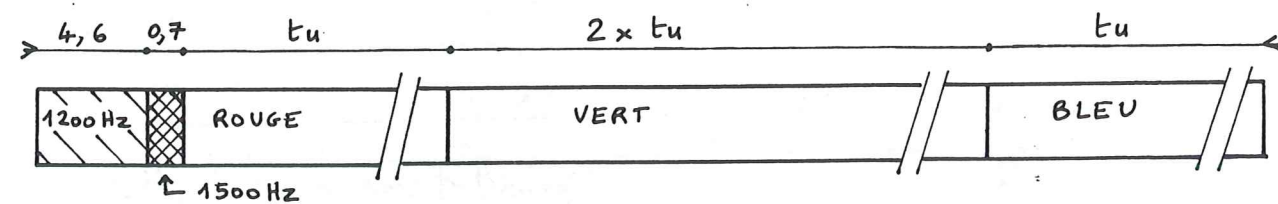
FIG. 2 MODES ROBOT





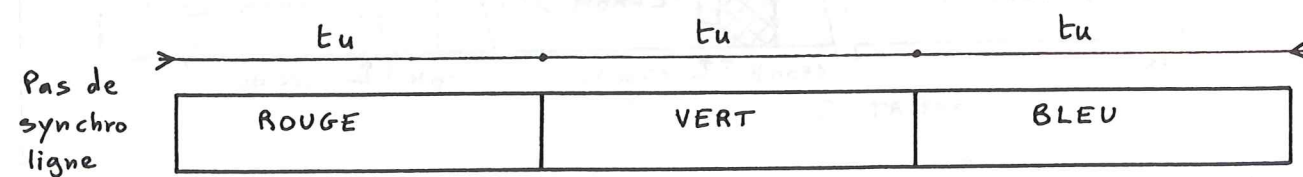
MODE →	M1	M2	S1	S2
$t_1$ (ms)	5	5	9,2	9,2
$t_2$ "	0,75	1	1,3	1,3
$t_u$ "	146,9	73,6	139,2	89,1
Nb. lignes	256	256	256	256

FIG 3. MODES MARTIN'S ET SCOTTIE



MODE →	30 sec.	60 sec.	120 sec.
$t_u$ (ms)	58,8	58,8	117,6
Nb lignes	128	256	256

FIG 4. MODES SC2 (DL2RZ)



MODE →	90 sec.	94 sec.	188 sec.	24 sec.
$t_u$ (ms)	125	156,25	156,25	62,5
Nb lignes	240	200	400	120

FIG 5. MODES AVT (Amiga Vidéo Transmission)

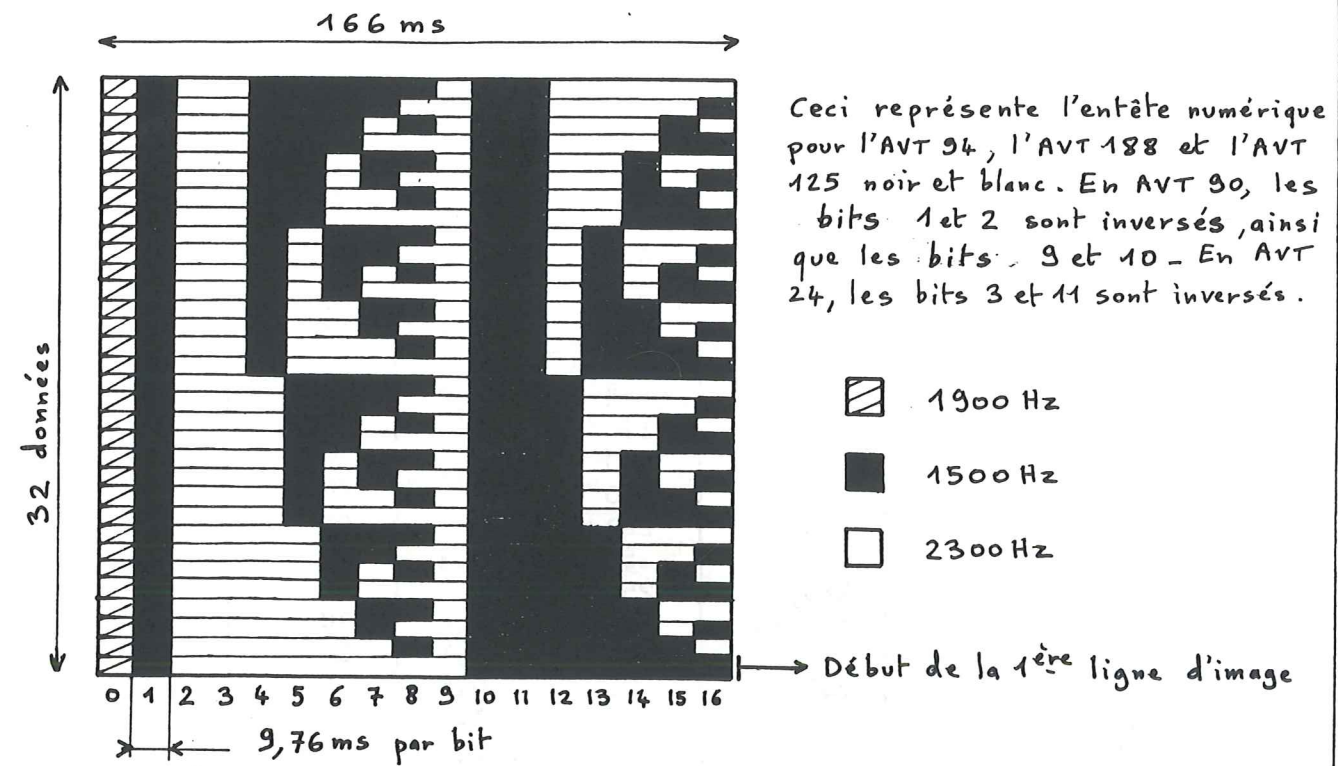


FIG 6. ENTÊTE NUMÉRIQUE. MODES AVT.

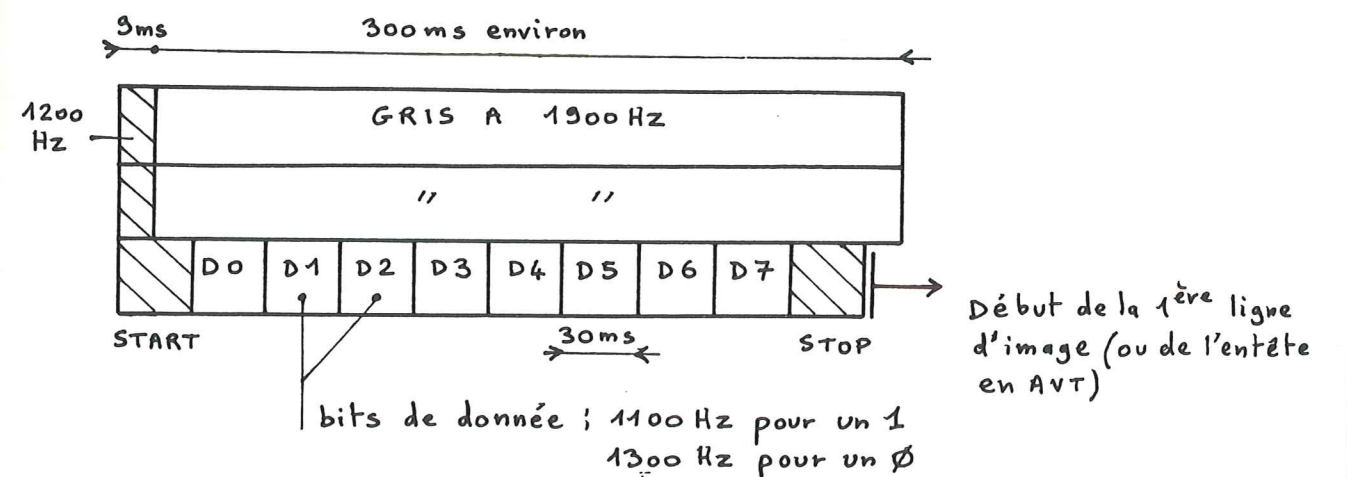


FIG 7. DEPART D'IMAGE ET IDENTIFICATEUR



Mode	période ligne(ms)	nbre de lignes	durée image(s)	identificateur
N/B 8s Europe	60	128	7,7	11
N/B 8s U.S.A.	66,7	128	8,5	81
N/B 32s	120	256	30,7	1D
N/B AVT 125s	312,5	400	125	50
Wraase 24s	66,7	128 X 3	25,6	90
" 48s naturel	66,7	256 X 3	51,2	14
" 48s quasi	120	128 X 3	46,1	18
" 96s	120	256 X 3	92,2	9C
Robot 12s	100	120	12	00
" 24s	200	120	24	84
" 36s	150	240	36	88
" 72s	300	240	72	0C
Martin's M1	446,45	256	114,3	AC
" M2	226,79	256	58	28
Scottie S1	428,22	256	109,6	3C
" S2	277,7	256	71,1	D8
SC2 30s	240,4	128	30,8	?
" 60s	240,4	256	61,5	?
" 120s	475,52	256	121,7	?
AVT 90s	375	240	90	44
" 94s	468,75	200	93,7	48
" 188s	468,75	400	187,5	CC
AVT 24s	187,5	120	22,5	CO

FIG. 8. TABLEAU RECAPITULATIF.

MODE	INCONVENIENTS	AVANTAGES
N/B 8 sec.	- Définition médiocre 128 X 128	- Compatible avec matériel à tube rémanent. - Possibilité de chaîner les images (idée de mouvement)
N/B 16 sec.	- Définition moyenne 256X 128	- Chainage d'images
N/B 32 sec.	- Néant	- Compatible tous matériels actuels (sauf à rémanence)
Robot 12 ou 24	- Définition médiocre	- Rapidité de transmission - Compatible noir et blanc
Robot 36 ou 72	- Couleur moyenne (Y,Y-R,Y-B)	- " " "
Wraase 24sec.	- Définition médiocre	- Rapidité.
" 48 sec. nat.	- Qualité assez médiocre	- Assez rapide
" 48 sec. quasi	- Qualité moyenne mais meilleure que le 48 naturel	- " "
Wraase 96 sec.	- Risque de permutation des couleurs par le QRM. - "frisette" parfois importante.	- Bonne définition. Enregistrement possible sur magnéto-cassette une piste.
Scottie 1 et Martin 1	- ne peuvent être relus d'une cassette qu'avec la synchro ligne, ou l'horloge sur une deuxième piste.	- Très bonne définition. - Peu sensible au QRM car possibilité de réception sans synchro ligne. - Pas de "frisette". (m raison)
Scottie 2 et Martin 2	- Définition moyenne, moins bonne qu'en M1 et S1	- Pas de frisette.
AVT 24 sec.	- Qualité médiocre 120 lignes	- Plus rapide que M1 ou S1 - Pas de frisette
AVT 90 sec.		- Rapide
AVT 94 sec.	- Format moins haut 200 lignes	- Format normal 240 lignes.
AVT 188 sec.	- Format plus haut 400 lignes	- Bonne qualité
Tous modes AVT	- Ne peuvent être enregistrés qu'avec l'horloge sur la 2ème piste d'un magnéto. - Impossible de prendre une image en cours (pas de synchro ligne).	- Très bonne qualité - Pas de frisette. - Peu sensible au QRM
Wraase SC2 120s	- Idem M1 pour l'enregistrement. - Qualité comparable.	- Améliore légèrement le rapport qualité/durée

FIG. 9 : Résumé avantages/inconvénients.



Transverter 1200 par F1JEB.

....Ou comment accomoder les restes....!

Au départ, je voulais faire un convertisseur pour la réception du 1296 en E.M.E à l'aide de shemas existants et éprouvés. Finalement, j'ai réalisé un convertisseur émission et un p.a, de la même façon.

Mes sources sont: le DUBUS 2/84,2/86, UHF-UNTERLAGE teil 5, MITSUBISHI data book et F6CER.

Le transverter complet est constitué de quatre modules montés dans des boitiers Shubert.

- (1) Réception
- (2) Emission
- (3) P.A
- (4) Commutation

Le relais coaxial de sortie (RK 500) est situé à l'extérieur du transverter pour limiter le nombre de commutations afin de pouvoir augmenter la puissance d'émission (p.a. à tube), ou intercaler un pré-ampli, dans ce cas, le relais peut être sous les antennes avec la commande par le coax. Cela fait deux descentes, mais le coax est moins cher que les relais de qualité.

Description des modules.

- (1) convertisseur réception: O.L DL8RAH-DL1RQ  
Réception DD9DU  
Cuisine F1JEB

Il se compose de deux ensembles distincts groupés sur le même circuit. L'oscillateur local et le convertisseur réception.

L'o.l se compose d'un oscillateur à quartz, suivi d'un étage tripleur et de deux étages doubleurs, le filtrage est à lignes imprimées.

La réception commence avec un ampli à gaas fet, suivi d'un filtre à lignes imprimées. le mélangeur actif est aussi un gaas fet, CF300, BF960, BF966 ou MGF 1502, 1302 etc... Suivi d'un filtre.

Le circuit imprimé tient dans un boitier Shubert de 110\*74\*30. J'utilise des prises subclic à cause de leur petite taille mais des prises BNC peuvent être utilisées (il faut prévoir le coffret en conséquence.) On peut utiliser aussi du coax téflon miniature, sans utiliser de prises pour relier les différents modules. dans tous les cas les prises ou le coax doivent être soudés directement sur les pistes du circuit.

Le circuit imprimé est tiré sur de l'epoxy double faces pré-sensibilisé. Pour cela, il faut découper l'epoxy un peu plus grand que le circuit terminé, le glisser entre les deux mylars, fixer le mylar sur le circuit coté plan de masse avec deux morceaux de scotch et insoler successivement chaque face.

Après développement et gravure, il faut préparer le circuit.

1°:le découper aux dimensions du boitier, percer (0.8 ou 1mm suivant les composants), 5mm pour T2 T3 T4 T6, 2.5mm pour T5. Fraiser le passage des capas trapèze (c'est pas facile).

2°:le décaper et l'étamer si possible (cela facilite la soudure des composants)



3°: percer le boîtier, l'axe des prises est à 8mm du fond du boîtier (environ) et doit coïncider le plus exactement possible avec les pistes du circuit. L'axe des by-pass d'alimentation est à 10mm du couvercle mais l'implantation n'est pas critique (il faut pouvoir fermer le couvercle).

4°: souder les prises sur le boîtier et souder le circuit (je soude d'abord les pistes sur les prises, cela positionne le circuit, ensuite le plan de masse avec un fer de 100 Watts. Le plan de masse doit être à 18mm minimum du couvercle, souder les by-pass.

Toute la préparation du boîtier doit être faite soigneusement, le succès de la réalisation commençant dès ce moment.

La préparation des modules émission et commutation est identique.

A partir de là on peut souder les composants, sauf R9, R10, R12 L7 et C14 qui seront implantées plus tard. On commence par les résistances, les capas, les trapèzes. Ne pas oublier de relier le boîtier du quartz à la masse. Les composants à la masse sont soudés des deux cotés du circuit ou coté masse. Ensuite préparer les inductances:

L1 avec une carcasse de BV5061 dont on ne conserve que le mandrin, le noyau et le blindage. Bobiner 6 spires de CUag de 0.5 espacées régulièrement (on vire les pinoches du 5061, on finit de percer leur emplacement et on passe directement le fil argenté dans le plastique), souder L1 et son blindage.

L2 est soudé entre les pattes du quartz, coté piste.

L4 L5: réaliser 1 tour 1/2 de CUag de 1mm sur la queue d'un foret de 5mm en espaçant la spire de 1mm environ, par contre il faut en bobiner une dans le sens horaire et l'autre dans le sens antihoraire, afin que les deux inductances se retrouvent parallèles sur le circuit. Les souder à 1mm du plan de masse.

Souder les autres inductances, les selfs de choc, (j'utilise des selfs toutes faites d'origine DL).

Relier à la masse le boîtier de L6. finir par les transistors, pour l'émetteur de T2: faire un trou de 1.5mm, glisser la patte dans le trou et souder des deux cotés. Attention à T5, relier le boîtier à la terre et débrancher le fer, T6 est moins fragile.

On est content d'avoir fini n'est ce pas..!

Bien vérifier, bien réverifier, et quand on est sûr qu'il n'y a pas d'erreur on peut passer à la deuxième phase: le réglage.

Il faut commencer par l'oscillateur local.

Si on peut disposer d'un analyseur de spectre, pas de problème, sinon on peut y parvenir avec un minimum de moyens de mesure: un multimètre, un fréquencesmètre 1.2 Giga, un milliwattmètre, un pique-jus (une diode shottky sur un trapèze de 1 nano cablés sur une languette d'epoxy et relié à un galva). Ou tous moyens pour vérifier la fréquence et la puissance de sortie.

Avant de mettre sous tension, mettre tous les ajustables à mi-course et ceux du filtre de sortie plutôt ouverts. Alimenter l'oscillateur local seulement, mettre le pique-jus sur la base de T2 et faire démarrer l'oscillateur en tournant le noyau de L1, on doit trouver de la H.F., faire le max. On peut vérifier la présence du 96 Mhz avec le fréquencesmètre.

Ensuite, mettre le voltmètre aux bornes de R1, tourner C5, on doit avoir une ddp max au moment de l'accord. Mettre le pique-jus sur la base de T3 et faire le max avec C6 et C5. Il faut vérifier que l'étage fonctionne bien sur 288 Mhz.

Si jusque là tout va bien, on passe à la suite. Le voltmètre sur R7, ou le pique-jus sur C9 coté chaud, même procédure que pour l'étage précédent, faire le max sur la base de T4, réajuster les précédents réglages, vérifier, on doit trouver 576 Mhz.

A partir de là, on peut brancher le milliwattmètre et attaquer le dernier étage. Même procédure, multimètre ou pique-jus, puis faire le max au milliwattmètre, reprendre les réglages, bien vérifier la présence du 1152 Mhz sur la sortie. Optimiser plusieurs fois tous les ajustables jusqu'au maximum de sortie (de 50 à 70 mw).

Ce type d'oscillateur a été construit à une dizaine d'exemplaires au club, le réglage est un peu fastidieux et pas très commode quand on n'a pas l'habitude, mais le montage est sain et doit fonctionner du premier coup.

Il sera nécessaire par la suite de reprendre les réglages au bout d'un certain temps, c'est normal.

#### Convertisseur réception:

Charger la sortie émission de l'o.1 avec une résistance de 50 Ohms.

Souder C14. ensuite ajuster la valeur du couple R9 R10, il faut se rapprocher de la figure de bruit minimum du gaas fet, c'est à dire une tension drain/source de 3 volts pour un courant de drain de 10 milliAmpères. Commencer avec les valeurs indiquées sur le schéma, alimenter la réception, mesurer et modifier les valeurs pour se rapprocher des paramètres. Ou mettre des ajustables pour déterminer les valeurs (R9 peut rester ajustable pour optimiser la réception), mais attention à la fumée en cas de fausse manoeuvre.

R9 détermine surtout le courant et R10 la tension.

Ensuite, monter R12 et L7 (qui peut être remplacée par une 220Ω), mettre R13 à mi-course, brancher le tx 144, charger le convertisseur avec 50Ω, alimenter l'o.1 et la réception. On doit entendre un supplément de souffle, tourner le noyau de L6 jusqu'à un max de souffle. Si cela ne souffle pas, tourner R13, le souffle doit apparaître, optimiser.

Pour régler l'entrée 1200, il faut disposer d'un générateur H.F. (ou les harmoniques d'un géné qui ne va pas jusqu'à 1200). On peut aussi fabriquer un oscillateur avec un quartz de 108 Mhz et s'en servir comme balise, ou utiliser l'émission d'un copain.

Mettre C16 C17 C18 C19 à mi-course, mettre sous tension, injecter du 1296 à 0 dbm et commencer les réglages, diminuer l'injection, reprendre tous les ajustables, y compris R13 et L6 jusqu'au moment où on ne sait plus très bien par où arrive la H.F. Il faudra terminer les réglages sur une émission lointaine ou avec un générateur de bruit (sauf le filtre).

Pour une utilisation en D.X. ou pour le satellite, l'utilisation d'un pré-ampli est souhaitable. Une description d'un pré-ampli à cavité coaxiale est paru dans le V.H.F COM, ou le pré-ampli à deux étages de F1FLN, paru dans le R.E.F.

#### (2) convertisseur émission.

Le module émission est un circuit d'origine F6CER auquel j'ai rajouté un étage pour driver un module hybride Mitsubichi, le tout permettant de délivrer une puissance de 10 à 15 Watts H.F en S.S.B.



Il se compose d'un mélangeur à diodes suivi d'un filtre à lignes. Le produit subit une première amplification par un gaas fet, suivi de trois bipolaires qui portent la puissance de sortie à 6 ou 700 milliwatts (en fonction des transistors).

La fabrication du circuit imprimé est identique à celui de la réception. La préparation et le perçage aussi, percer les emplacements des transistors à 5mm, sauf pour T4 qu'il faut percer au diamètre de la tourelle. Il sera implanté dans un boîtier de 55\*148\*30, à 1cm du fond. Il faut prévoir le refroidissement de T4, c'est un L en tôle qui sera vissé sur la tourelle du transistor et sur le côté du boîtier pour dissiper les calories dans celui-ci (côté pistes après avoir soudé le transistor).

Le montage des composants n'appelle pas de commentaires, à part la fabrication du mélangeur (voir le schéma). Il faut laisser en l'air R1 et R2 dans un premier temps.

Après le montage et les vérifications, les réglages débutent par la polarisation de T3 et de T4. Mettre R8 au maxi de résistance, insérer un ampèremètre entre R2 et T3, alimenter, tourner R8 pour un courant de 50 mA. Laisser sous tension, le courant ne doit pas varier, ou très peu, ensuite, souder R2.

Ensuite, la polar de T4. Tourner R9 pour un max de résistance, brancher l'ampèremètre entre R1 et la pastille d'alimentation de T4, alimenter en surveillant l'ampèremètre. Il doit y avoir un courant stable, de faible valeur. Sinon couper tout de suite l'alimentation et revoir le découplage. Si tout va bien, tourner R9 pour obtenir un courant de 150 mA. Le courant doit rester stable. Débrancher et souder R1. Dans tous les cas, faire attention lors de la première mise sous tension des transistors de puissance sous peine de destruction.

Si jusque là, tout va bien, passer à l'étape suivante: le réglage.

Mettre tous les ajustables à mi-course (C9 C10 C11 plutôt ouverts), tourner R13 pour un maxi d'injection et R14 à mi-course.

Il faut au minimum un pique-jus, un milliwattmètre et un fréquencemètre pour la mise au point de l'émission. Ou un analyseur de spectre (là c'est Bysance).

Brancher le tx et l'oscillateur local sur le module, alimenter le tout, passer en émission et injecter environ 1 watt de 144.

Mettre le pique-jus sur le point chaud de C9 et tourner pour trouver un produit de mélange, faire un max (attention, il n'y en a pas beaucoup). Si C9 est plutôt fermé, c'est que l'on est sur un produit infradyne, sur 1296, C9 C10 et C11 sont plutôt ouverts.

Faire la même chose pour C10 et C11.

Brancher le milliwattmètre (charger la sortie sur 50Ω), alimenter, injecter du 144, tourner R14 (doucement), il doit commencer à sortir un tout petit peu de 1296. Si oui, c'est gagné, optimiser les ajustables, les uns après les autres, jusqu'à la sortie. Revenir sur les réglages de R13 C9 C10 C11 R14 C12 C13 C14 C15 C16 C20 C17 C18. quand c'est au maxi, vérifier au fréquencemètre que c'est bien du 1296 qui est à la sortie. Si oui, optimiser R8 et R9, pour un maxi (tune for max without smoke). Sous 13.8 volts le montage doit délivrer entre 500 et 700 milliwatts.

Si après réglage de C9 C10 C11 et l'ouverture (en douceur) de R14, rien ne se passe sur la sortie, il ne faut pas s'affoler, ce sera seulement un peu plus long. Ce montage comporte peu d'étages, tous optimisés pour un rendement maximum. Il suffit que l'un d'eux soit à côté, pour que la sortie reste inerte.

Dans ce cas, soulever R5 et R6, et mettre le pique-jus sur la base de T2, alimenter, émettre, tourner R14 et C12 pour un maxi, reprendre à partir de C9 et faire le maxi (le réglage de C12 est très flou, on peut le changer pour un ajustable de 18 pf). si vraiment rien ne se passe, c'est qu'il y a un malaise avec T1. Sinon, rebrancher R5 R6, tourner surtout C14 C16 C18 pour commencer à sortir de la h.f. S'il ne se passe toujours rien, faire avec T3 ce qui a été fait avec T2, et ainsi de suite.

Je n'ai rien modifié sur le circuit imprimé, ni à la valeur des composants (ils sont presque tous ajustables). S'il n'y a pas d'erreur de câblage, le montage fonctionne sans problème, au prix d'un réglage parfois fastidieux.

(3) Le p.a.

C'est un hybride linéaire Mitsubishi M57762 capable de délivrer 18 w sous 13.8 v dans la bande 1.24-1.3 GHz, et le montage est dérivé directement de la notice d'application.

Je prélève un peu de h.f. sur la sortie pour actionner un galva en façade (c'est jôôli..!).

Lors d'un précédent montage, j'avais eu quelques problèmes d'auto-oscillations de l'hybride, dus à des problèmes de masse.

J'utilise la face arrière en aluminium du coffret pour faire un plan de masse général pour l'hybride, les prises d'entrée sortie 1200 et 144. La masse alimentation arrive dessus et repart en étoile sur les différents modules.

Le circuit imprimé est réalisé sur un petit bout d'epoxy double face de 74\*30 mm. Après gravure et étamage (des deux côtés), relier avec du clinquant les masses côté hybride, qui recevront les capas de découplage.

Il prend place dans un boîtier de 74\*55\*30. La capa ajustable de l'entrée (Jhoanson tubulaire de 10 pf) est soudée directement sur la piste, il faut en tenir compte lors du perçage du boîtier. Sur la sortie, on peut utiliser du coax et une prise N coaxiale de chassis. Il faut prévoir un radiateur d'un minimum de 80\*50 car l'hybride chauffe pas mal. Le circuit est soudé au fond du boîtier avec les côtés. Percer le tout pour la fixation de l'hybride, du boîtier et du radiateur (et du fond du coffret s'il sert de support).

La mécanique étant réglée, le montage commence par la fixation de l'hybride, avec un peu de graisse conductrice au centre du module (la liaison de masse est faite par la semelle et la graisse est isolante). Ensuite on soude les composants.

Le réglage consiste simplement à optimiser la puissance de sortie. En fonction du module émission et de l'o.l, la puissance peut varier entre 9 et 15 watts sous 13.8 v. Il ne faut pas aller au-delà de 10 à 12 watts sinon l'émission n'est plus linéaire. dans ce cas, diminuer l'injection de 144.



(4) La commutation.

L'aiguillage est assuré par un relais à 2 rt, un rt pour la h.f, l'autre pour l'alimentation des modules, réception d'un coté, émission + p.a. de l'autre, l'oscillateur local étant alimenté en permanence. Une commutation 12 v est prévue pour l'alimentation du relais coaxial.

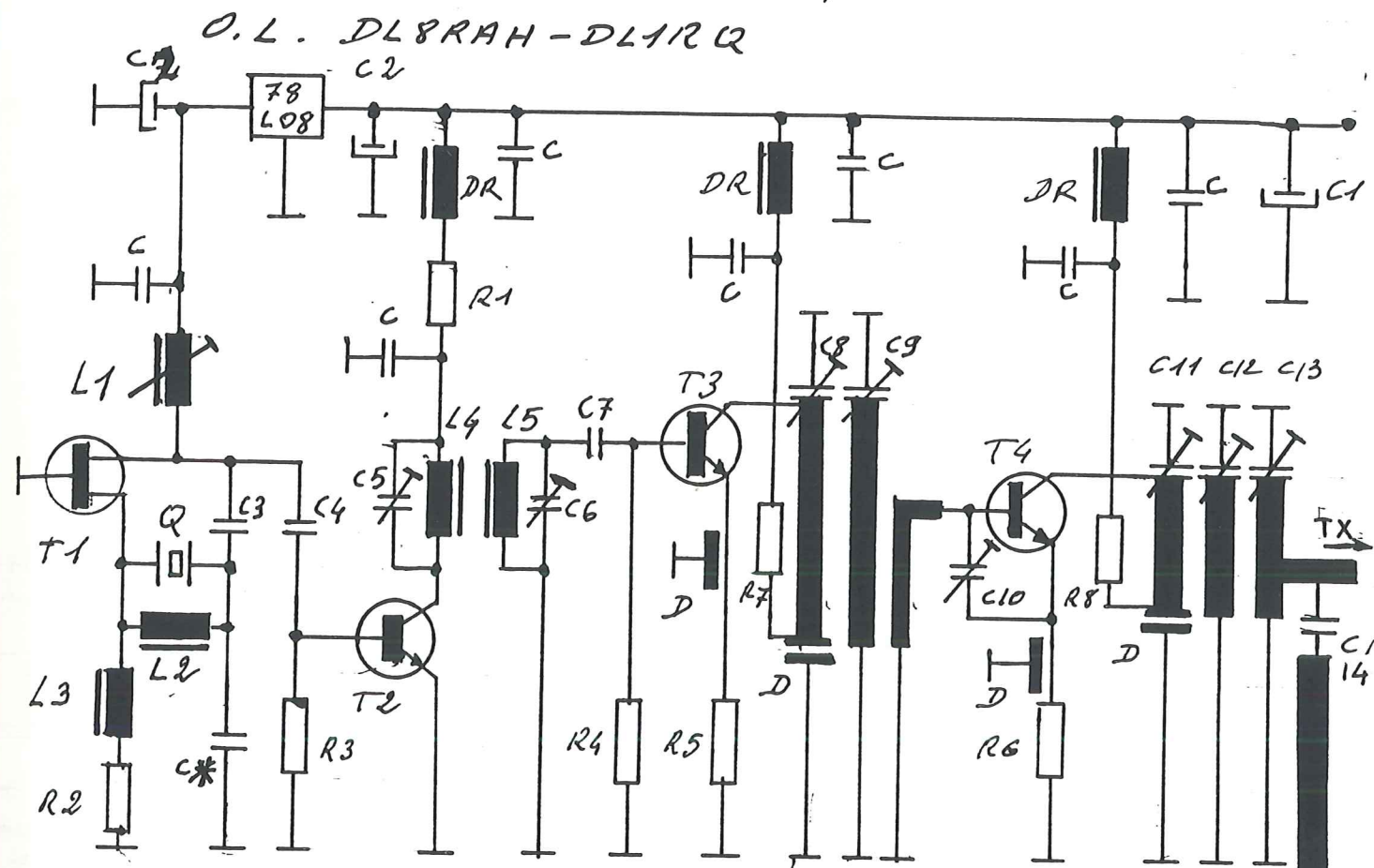
N'aimant pas trop les vox, la commande est faite par le p.t.t du t.x, il peut être soit positif, soit négatif, à l'émission ou à la réception. Il suffit de mettre des straps (ou des cavaliers) en fonction de ce que l'on désire.

Par contre, il vaut mieux que le relais soit au travail en réception.

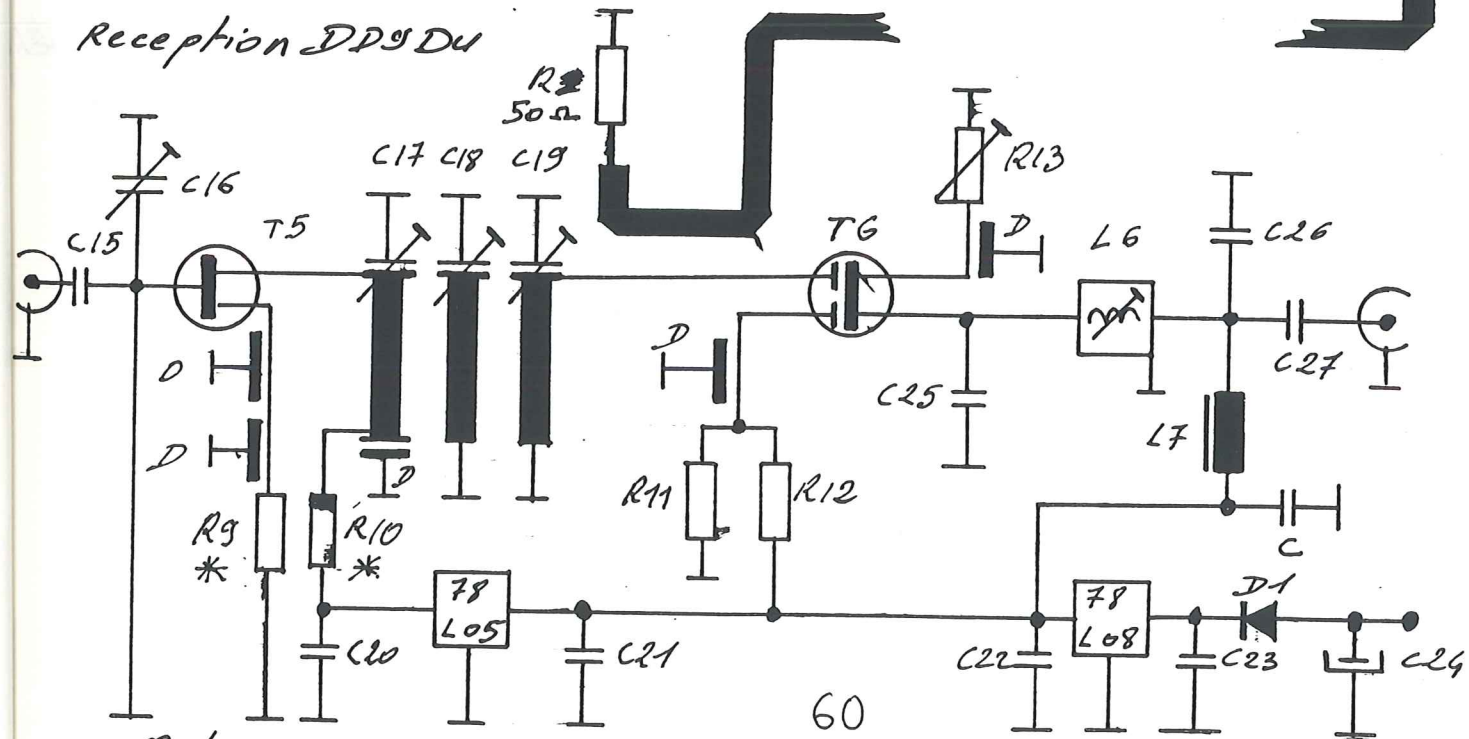
Le circuit imprimé terminé prends place dans un boitier de 74\*35\*30, à 1 cm du fond. Monter IC1 sur un support, sans oublier de relier la pin n°7 à la masse. Si le p.t.t est négatif, relier d/e. Relier a/b ou b/c suivant la séquence désirée. T2 est n'importe quel darlington en boitier TO220 capable de passer 1 ampère.

Ce chapitre termine la description du transverter que j'ai présenté à Seigy. Depuis les réglages initiaux ont été repris, (les composants se stabilisent). Bonne construction et à bientôt sur 1296.

F1JEB.



Reception DP9DU



O.L.

- |                                |             |   |
|--------------------------------|-------------|---|
| C 1n                           | R1 100 Ω    | L1 6 spires cuag sur carcasse BV50.                                       |
| D de 470 pA 1n Trapèze         | R2 220 Ω    | L2 18 Tours 2/100 sur une 10K sous le circuit entre les pattes du quartz. |
| C1 C24 10µ tantale             | R3 15K      | L3 1µH ou 1 tour 4/10° dans une ferrite                                   |
| C2 1N Tantale                  | R4 2,7K     | L4 L5 1 tour 1/2 cuag de 1mm diamètre 5mm                                 |
| C3 6,8p                        | R5 R6 22Ω   | DR 1 à 10µH ou 2 tours de 3/10° dans une perle ferrite                    |
| C4 2,2p                        | R7 100 Ω    | Q : 96 MHz  |
| C* 47p ou moins si nécessaire  | R8 47Ω      |   |
| C5 C6 ajustables 18pF          | T1 U310     |   |
| C7 9,2pF                       | T2 BFR97    |   |
| C9 C9 ajustables 10pF          | T3 T4 BFR96 |   |
| C10 C11 C12 C13 ajustables 5pF | 78 L08      |   |



Composants réception :

- C14 1 pF CMS ou cablé coté piste au plus court
- C15 10 pF SKY
- C16 C17 C18 C19 ajustables de 5 pF SKY
- C20 C21 C22 C23 47 n
- C24 10 µ Tantale
- R25 10 pF
- C26 47 pF
- C27 1 n CMS si possible
- C 1 n
- D 1 n trapèze

- T5 HGF 1502 - 1302 - 1303
- T6 CF 300

- L6 BV5061
- L7 1 µH ou 220 Ω

D1 1N4001

- 78L08
- 78L05

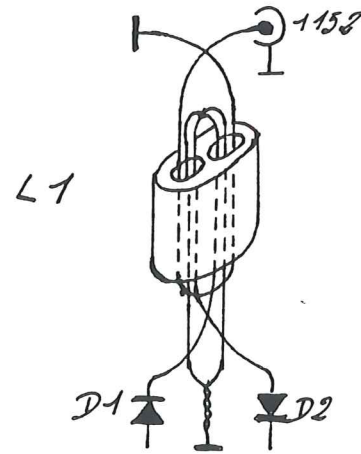
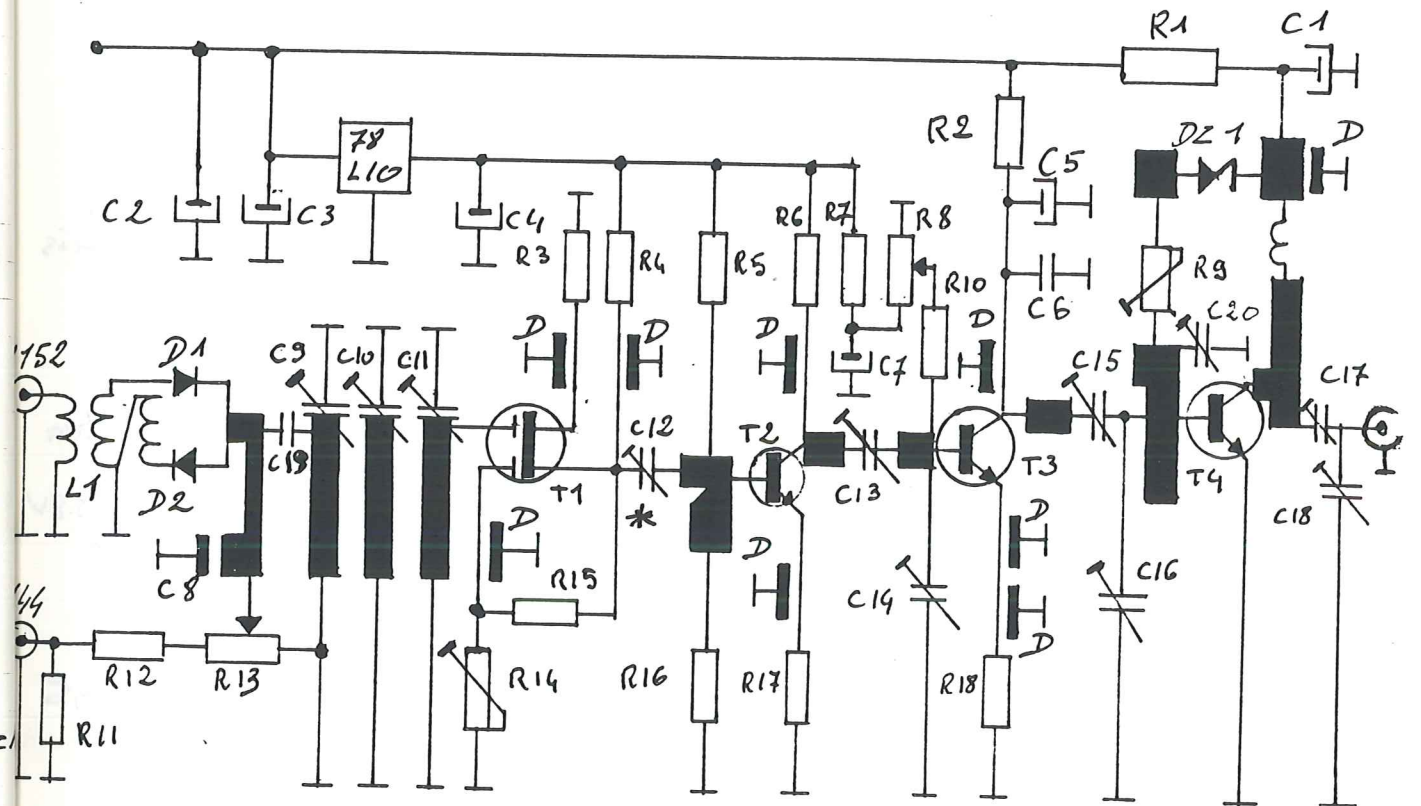
R9 82 Ω R10 100 Ω

\* Les valeurs du couple R9 R10 sont à ajuster pour s'approcher de  $I_{drain}/source = 3V$  (R10) et  $I_{drain} = 10mA$  (R9)

R11 R12 = 10 K  
R13 ajustable 1 K

Les alimentations sont sur des by pass de 1 n  
le coffret est un boîtier Schubert de 74 x 108 x 30

convertisseur émission F6CER



détail du mélangeur :

Fil émaillé de 1/10<sup>e</sup> dans une ferrite miniature à 2 trous, ou 2 perles simples.

Côté 1152 : 1 tour.

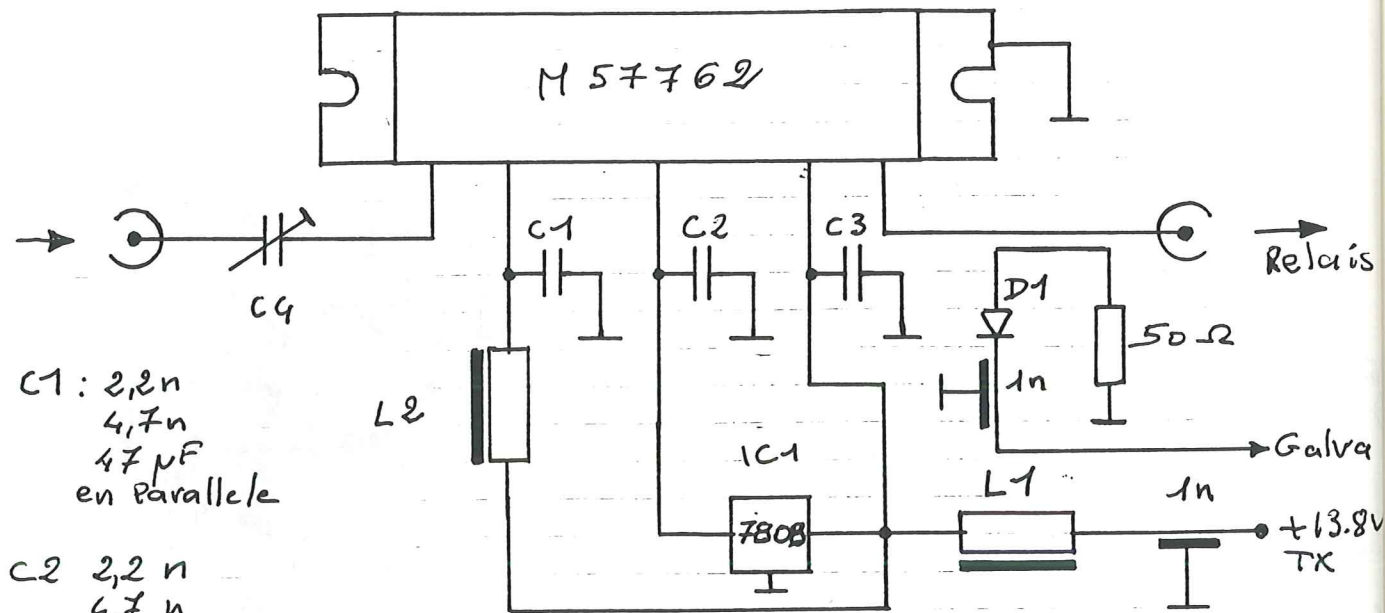
Dénuder, torsader et souder 2 fils, faire 1 tour dans la ferrite avec chaque fil (voir croquis), serrer le tout, dénuder les extrémités de chaque fil, il ne reste plus qu'à implanter la ferrite sur le circuit.

- C1 C2 10 µ Tantale
- C3 C4 C5 C7 2,2 µ Tantale
- C6 100 n C19 3,3 pF (sous le circuit)
- C8 18/22 pF chip Trapèze
- C9 Trapèzes de 47 pF à 1 n
- C10 C11 C14 C16 C18 aj. 5 pF C20: 5 pF aj.
- C13 C15 C17 10 pF aj.
- C12 aj. de 10 à 22 pF suivant accoud
- D1 D2 BA481 HP2800 ou équ.
- T1 CF 300
- T2 BFR 96 ou 965
- T4 BFR 34 25C2558 ou équ.
- DZ1 Zener 8,2V
- 78L10
- 3 MRF 559

- R1 5,6 Ω 1 watt (ou 4,7 Ω)
- R2 10 Ω
- R18 10 Ω
- R3 R6 R10 47 Ω (R10 sous le circuit)
- R4 10 Ω
- R5 1,8 K Ω
- R7 1 K Ω
- R8 aj. 1 K Ω (voir texte)
- R9 aj. 4,7 K Ω (voir texte)
- R11 68 Ω 1 watt (dessous)
- R12 120 Ω 1/2 watt (dessous)
- R13 aj. 100 Ω
- R14 aj. 50 K
- R15 47 K Ω R16 470 Ω
- R17 22 Ω



P.A.

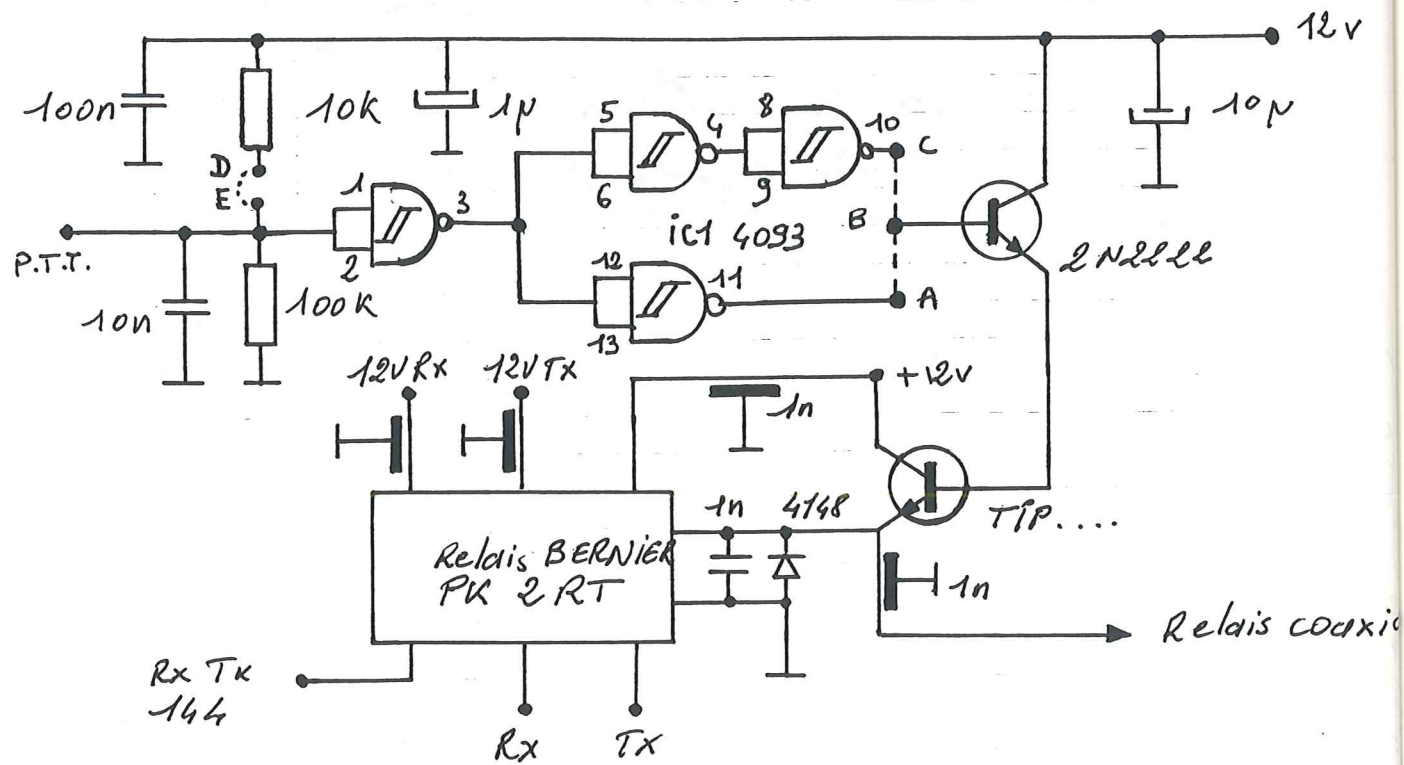


C1: 2,2n  
4,7n  
47µF  
en Parallele

C2 2,2 n  
4,7 n  
22 µF

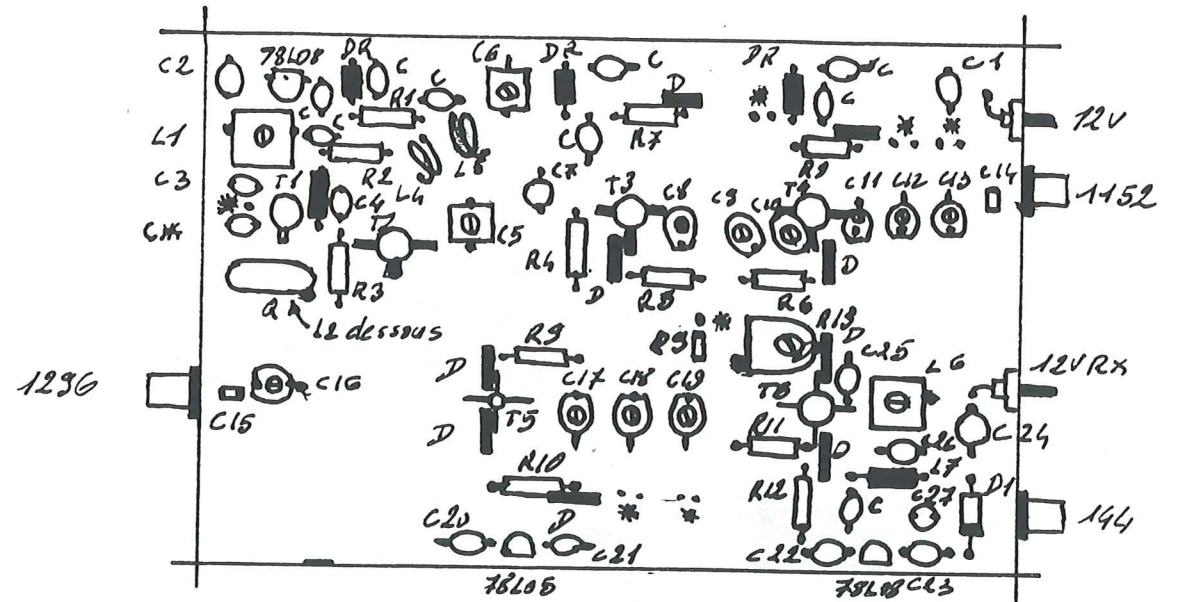
C3: 2,2 n 4,7n 100µ - C4 10p Johnson - L1 L2: 6spirescuas  
sur un φ de 6 mm - IC1 7808 - D1 HP2800 ou equ.

commutation H.F. et alimentation des modules.

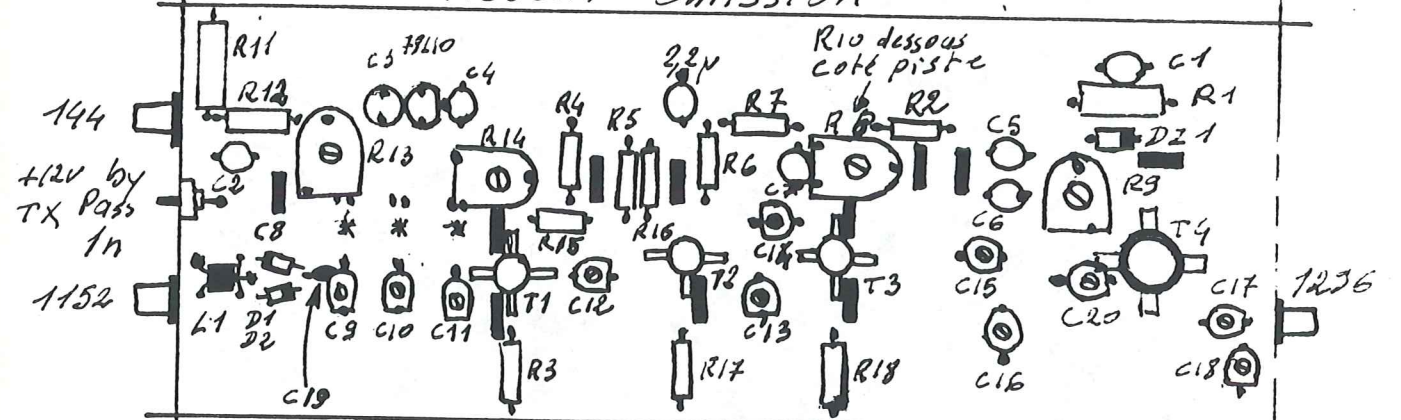


Pointillés voir texte. 63

Réception

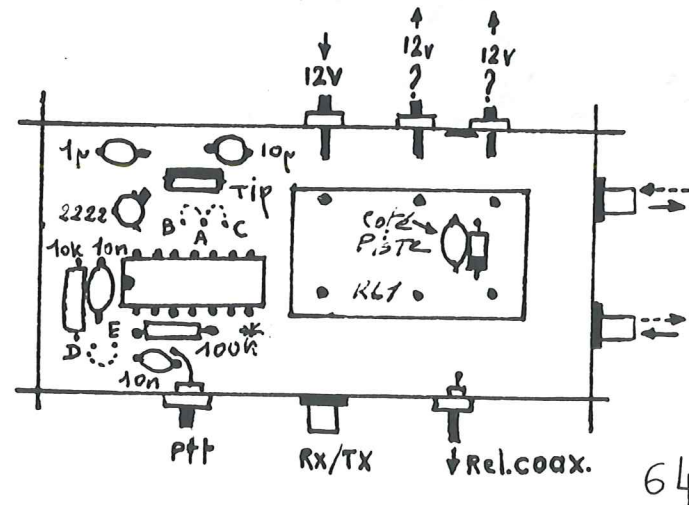


convertisseur emission

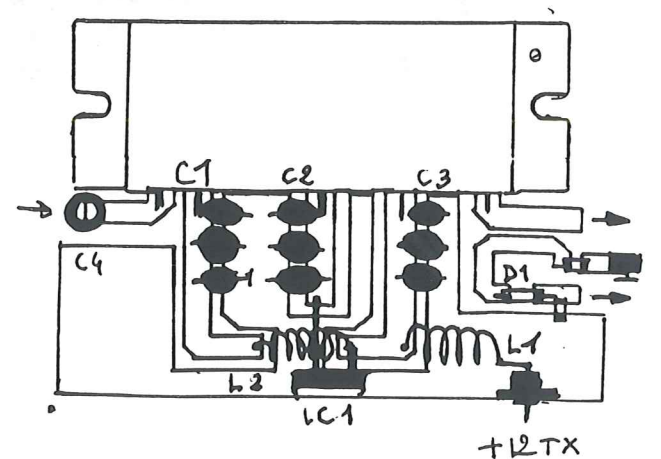


\* queues de résistances soudées des 2 cotés  
Les composants à la masse sont soudés coté plan de masse ou des 2 cotés

commutation

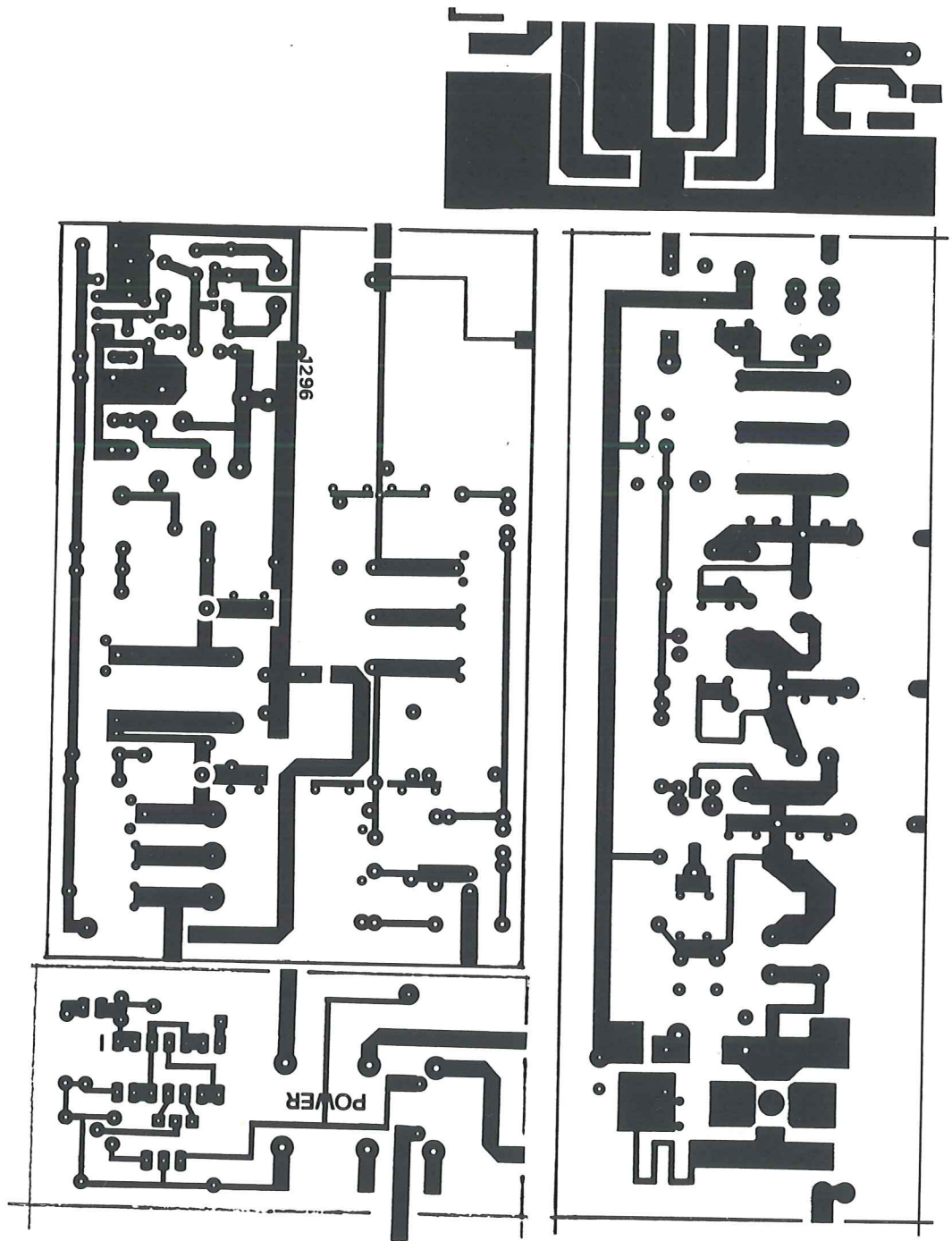
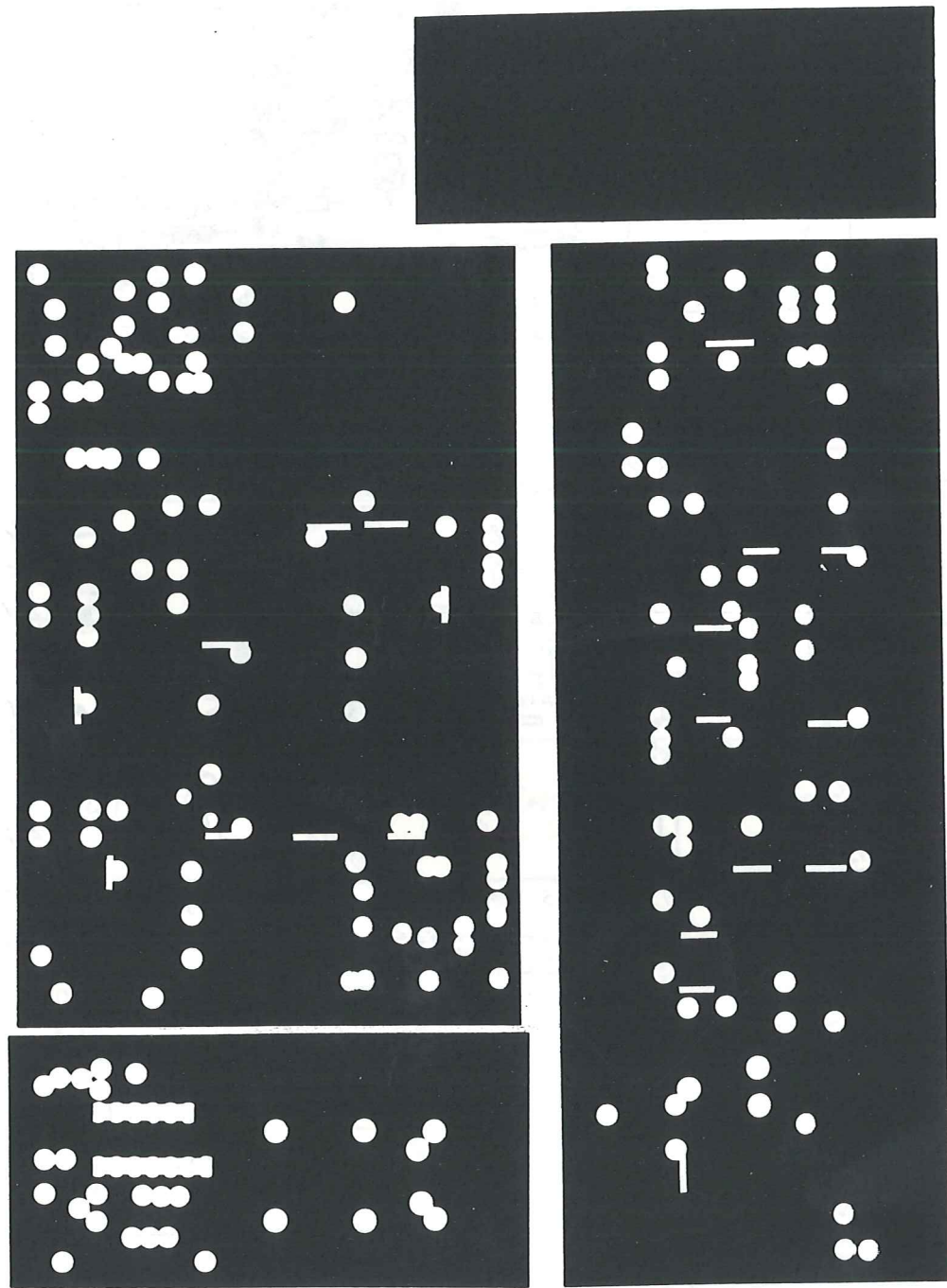


P.A.



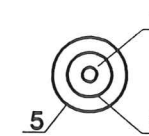
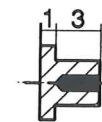
64



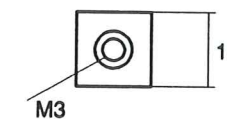
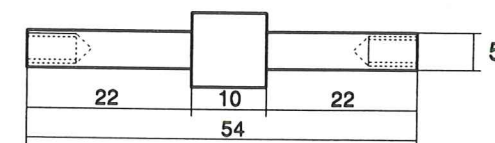




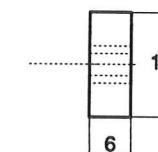
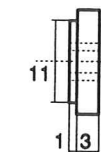
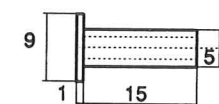
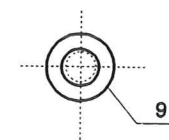
PREAMPLI 1296 Mh



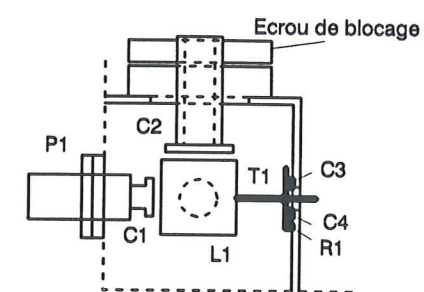
CV D'ENTREE



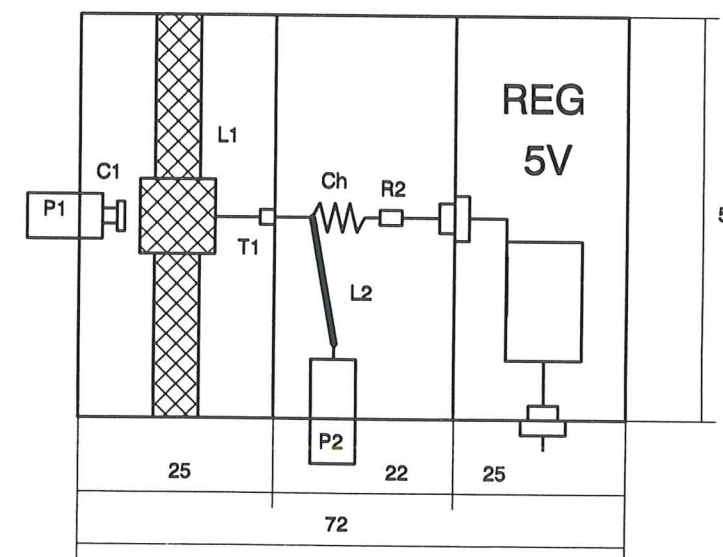
LIGNE D'ENTREE



CV D'ACCORD

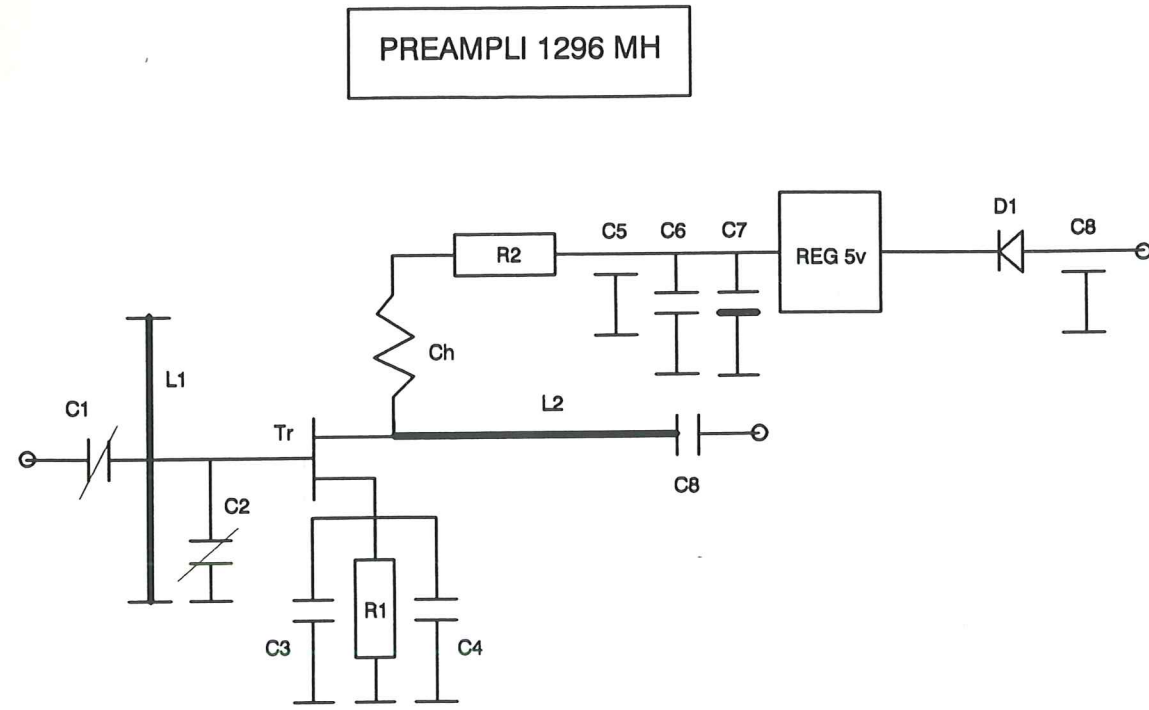


CAVITE D'ENTREE



DISPOSITION DANS LE BOITIER





SCHEMA ELECTRIQUE

NOMENCLATURE:

- L1 : LIGNE D'ENTREE (voir plan)
- L2 : LIGNE DE SORTIE (diam 1mm longueur 18mm)
- C1 : CV D'ENTREE (voir plan)
- C2 : CV ACCORD (voir plan)
- C3,C4 : Disque 200 Pf LCC ou chip
- C5,C8 : Traversée 1Nf
- C6 : 10 Nf
- C7 : 4µf 20v tantale
- C8 : 100Pf CHIP
- R1 : Resistance à ajuster pour IDS=10ma avec VDS=3v (~ 47 ohms)
- R2 : 100 ohms CHIP
- D1 : Diode 1N4003
- REG 5v : 78L05, ...
- Ch : 5,5cm de fil 6/10mm diametre interieur 3mm
- TR : Transistor MGF 1402, 1412, 1404, 1403
- P1,P2 : FICHE RIM filetée

RESULTATS:

- Avec MGF 1412: 17 Db, NF= 0,65 Db
- Avec MGF 1403: 18 Db, NF= 0,60

AMPLIS 10GHz

J'ai la possibilité depuis quelques temps de pouvoir utiliser le logiciel TOUCHSTONE. Celui-ci m'a permis de simuler et d'optimiser des amplificateurs sur la bande des 3cm. Ces quelques lignes décrivent la réalisation de 5 amplificateurs sur 10GHz.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des différents amplis:

Ampli	Transistors	Fabricant (QJ)	Gain	P1dB	NF
1	ATF46101	AVANTEK(>700frs)	8	>26dB*	--
2	ATF13284	AVANTEK(<100frs)	8.5	15dBm	--
3	ATF26884	AVANTEK(<100frs)	11.5	18dBm	--
4	ATF13136	AVANTEK(<100frs)	18	--	1.3 +ATF13136
5	FLX16LG	FUJITSU(>600frs)	18	--	0.8 +ATF13136**

--:non mesuré

\*:peut être plus mais mon géné ne débite pas plus.

\*\*Je n'ai pas encore pu au moment où j'écris ces lignes terminer de mettre au point de façon satisfaisante (NF<1.0dB,G>18dB) l'ampli 5, ses caractéristiques ne sont donc pas confirmées.

CONCLUSION

1. Outils de CAO

La simulation a été parfaite pour le préampli équipé des deux ATF13136. Des clinquants ont dû être ajoutés pour les autres amplificateurs, je ne pense pas qu'il existe une réponse simple à ce problème. Si la modélisation de (presque) tous les paramètres pour des montages de type MMIC est au catalogue de beaucoup de fabricants, et permet de réaliser des ensembles à l'aide d'outils de simulation tel que TOUCHSTONE, les effets des dimensions de composants non négligeables devant la longueur d'onde, la dispersion des paramètres S (surtout en présence de fort courant de drain) des transistors, ....? font que les simulations ne collent pas toujours à la réalité pour un montage de type "classique".

Les modifications que j'ai apporté aux circuits ne m'ont permis que de gagner 1dB à 3dB et le gros du travail a tout de même été fait par le logiciel.

2. Résultats de la simulation

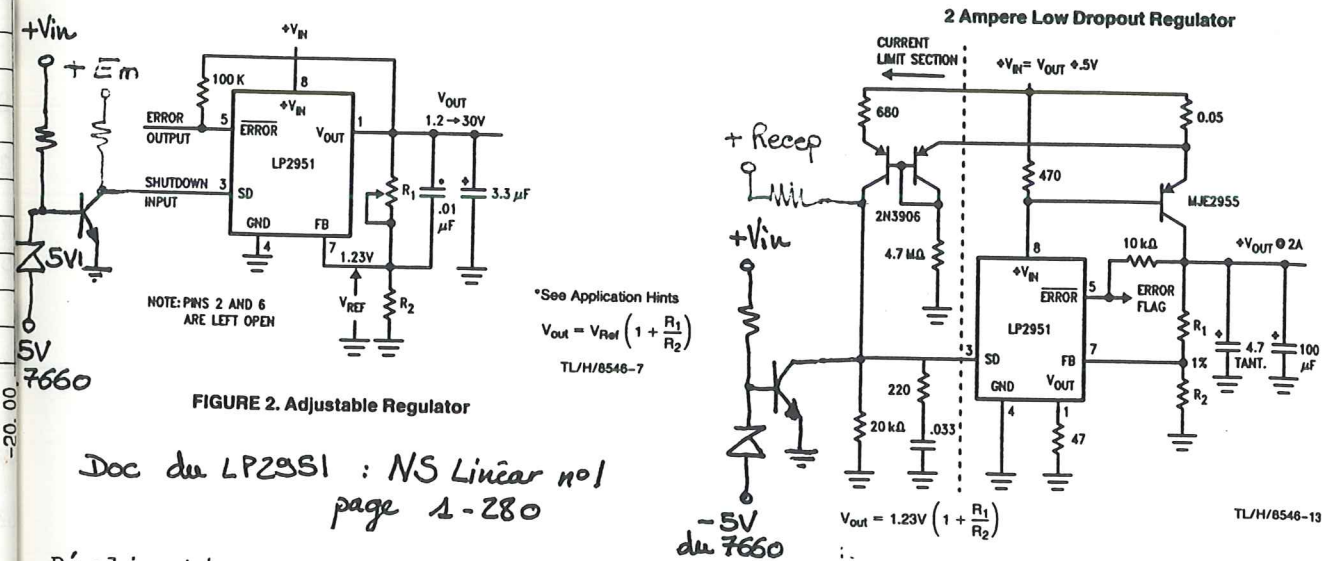
Les résultats après optimisation sont donnés sur les figures 1 à 4. L'ampli avec l'ATF13284 donne des résultats similaires à celui utilisant l'ATF26884.



1. Alimentation

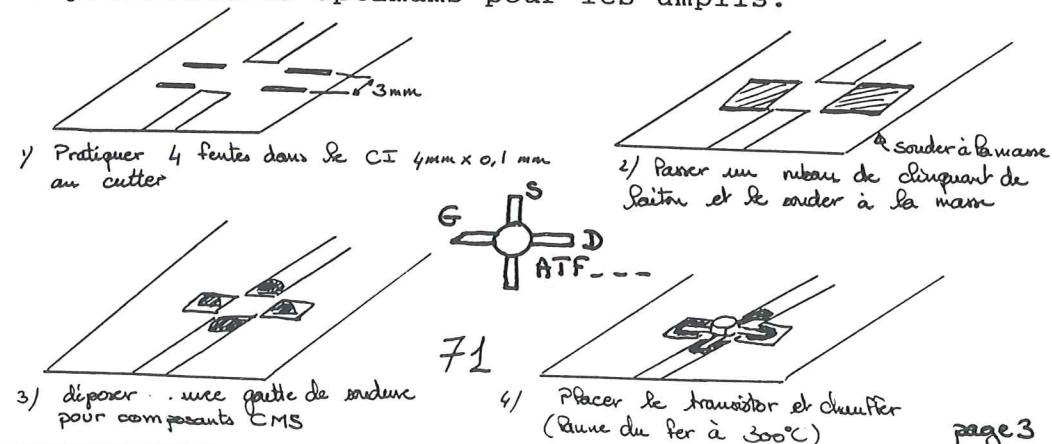
Les fets des amplis faible bruit peuvent être alimentés avec un circuit de type regulateur + LM7660 pour le négatif. Il faut faire attention à ne pas appliquer de tension supérieure au Vds max (5V pour les ATF13136, 4V pour le FHX16LG). Quand le transistor est bloqué (VGS < -1.0V), il n'y a pas de chute de tension aux bornes de la résistance d'alimentation de drain.

Les schémas que j'ai retenu pour les amplis sont donnés sur les figures 6 et 7. Ce type de polarisation a l'avantage de couper la tension drain en cas de disparition du négatif, de plus la tension drain s'établit de façon progressive (entrée ERROR du LP2951). L'entrée Shut-down du LP2951 peut être utilisée pour la commutation E/R, tout en maintenant la polar négative sur les fets, ce qui leur assure une meilleure protection dans le cas du préamplificateur.

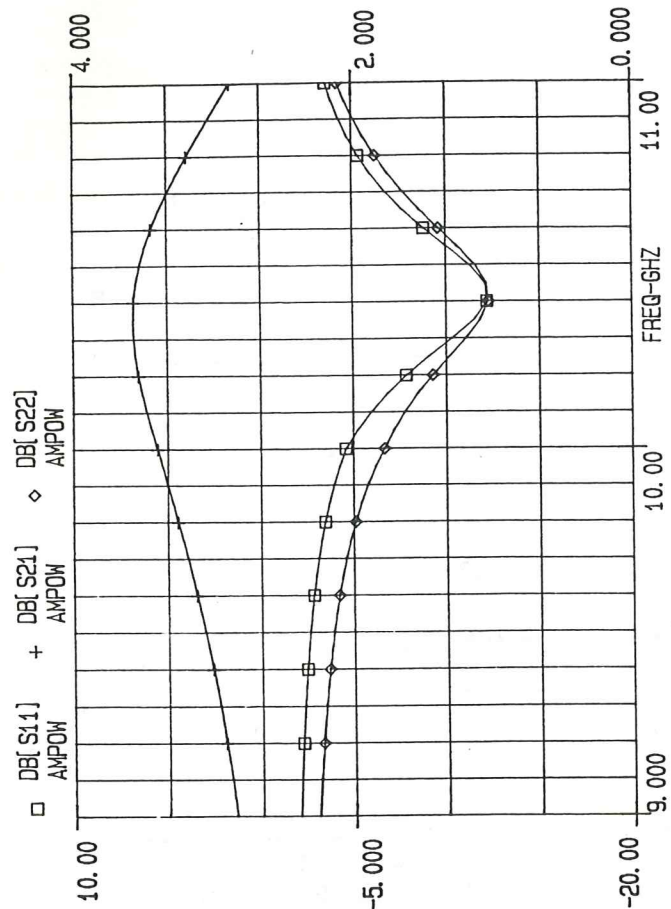


Réalisation

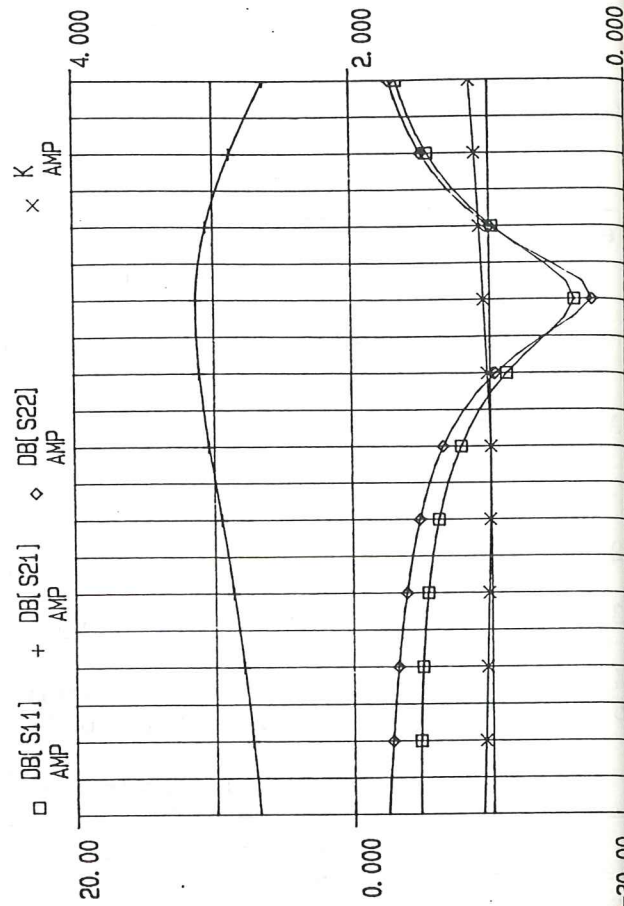
Les mylars des différents amplis ne sont pas aux dimensions des boîtiers standards (tôle étamée), sauf pour le préamplificateur très faible bruit. Je vous laisse le soin de les mettre "en série" en intercalant filtre microstrip ou cavité. Les protos sont réalisés avec des traversées en clinquants de cuivre pour les sources des transistors, voir figure. Un mot sur le montage des composants (FETS, Capas etc), j'utilise pour les souder de la soudure vendue en seringue pour les composants CMS: Une goutte de soudure sur le cuivre pour chaque patte du composant, on place le composant, on approche la panne du fer à souder et c'est soudé. Les mylars sont donnés pour un support de caractéristiques Er=2.2, h=0.5. J'ai rajouté en pointillés sur les mylars les modifs (quand y en a) pour obtenir les performances optimums pour les amplis.



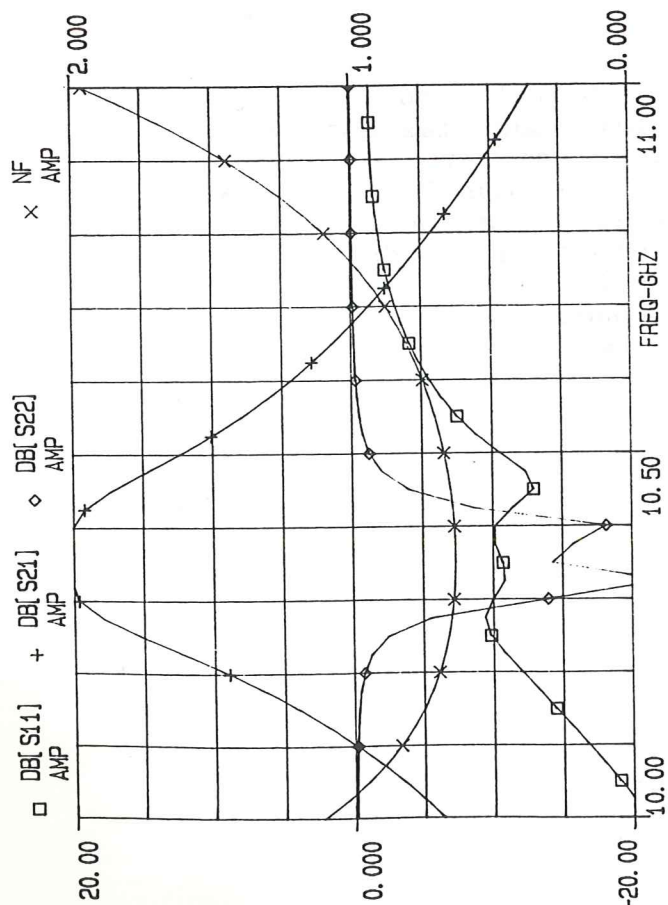
EESof - Libra - Thu Mar 19 12:28:42 1992 - 3CM27DBM



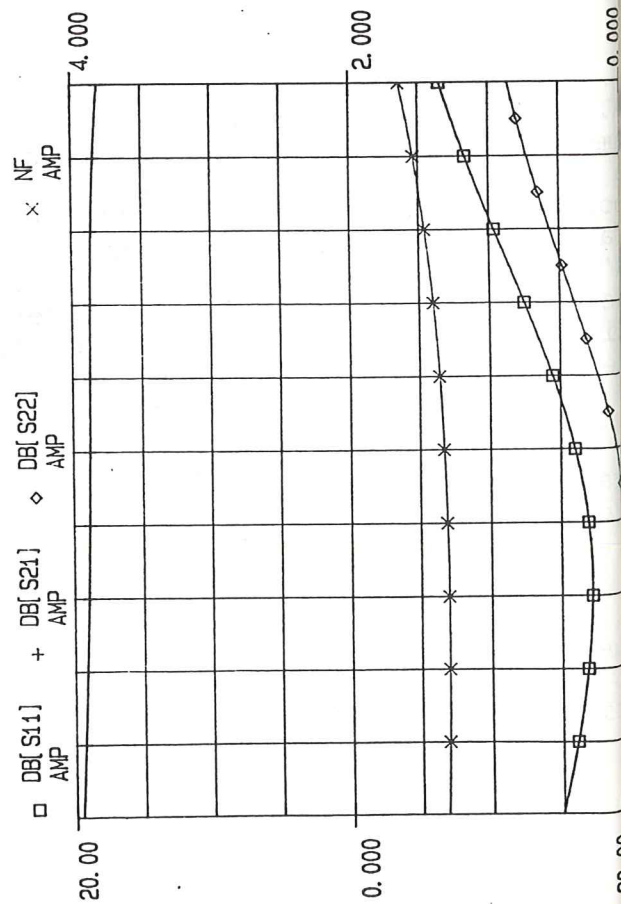
EESof - Libra - Thu Mar 19 11:37:11 1992 - 3CM18DBM



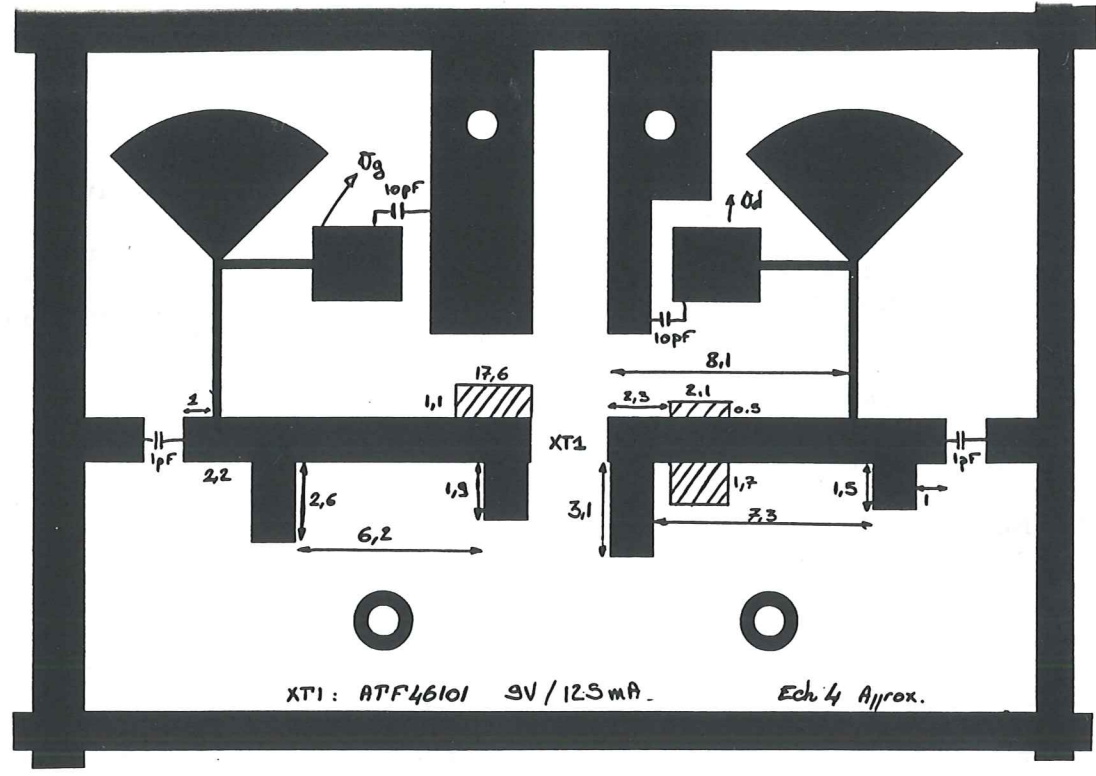
EESof - Libra - Thu Mar 19 12:56:43 1992 - 3CM1NFIL



EESof - Libra - Thu Mar 19 10:45:20 1992 - 3CMHTI

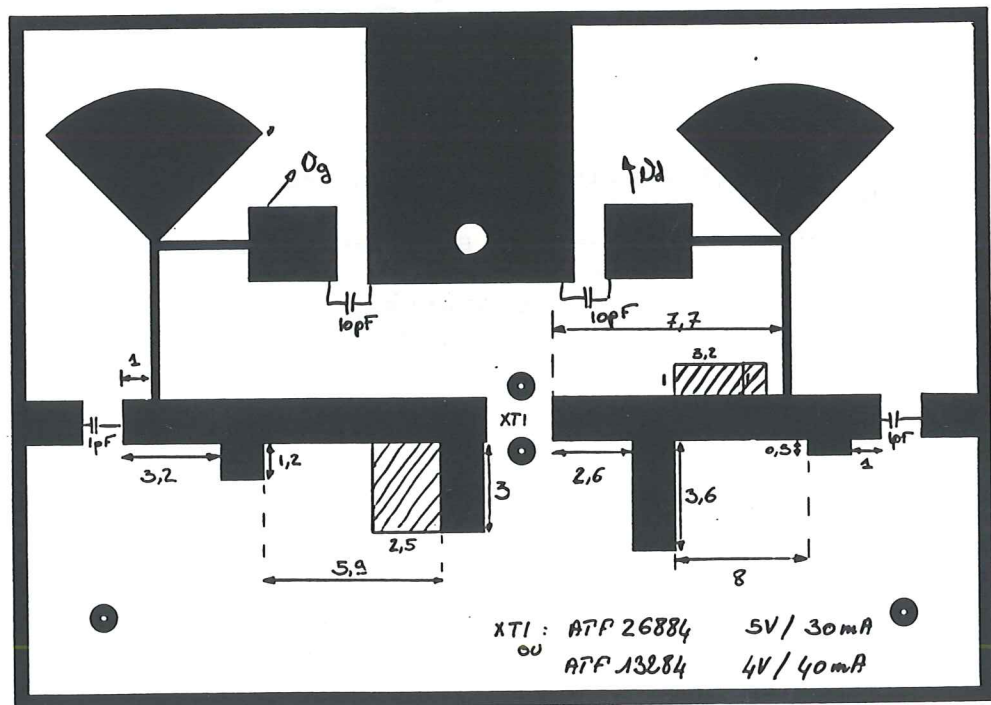






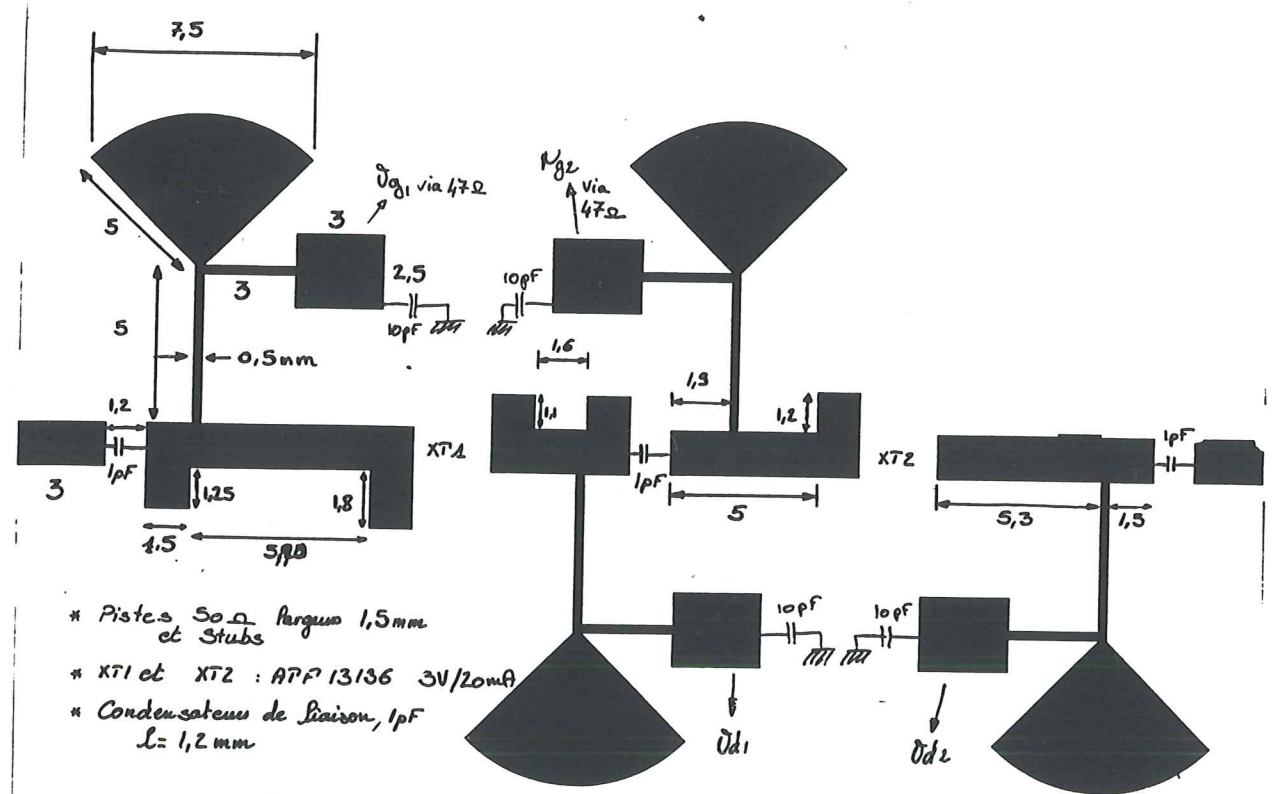
Amp 1

pour les lignes d'alimentation voir l'Amp 3

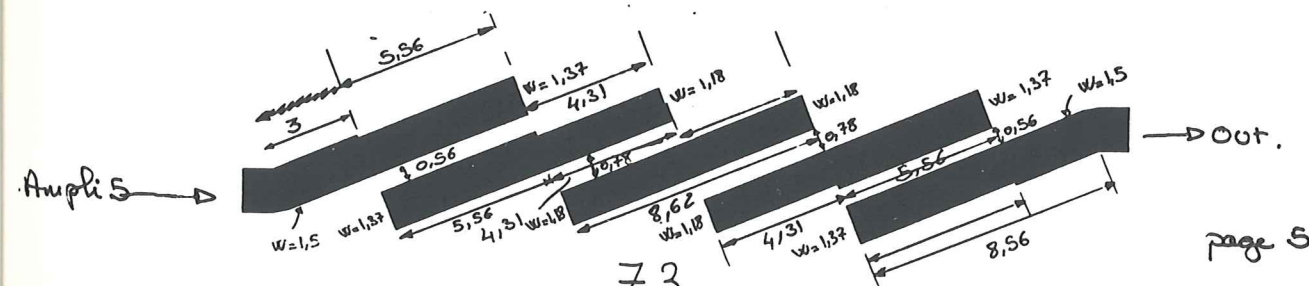
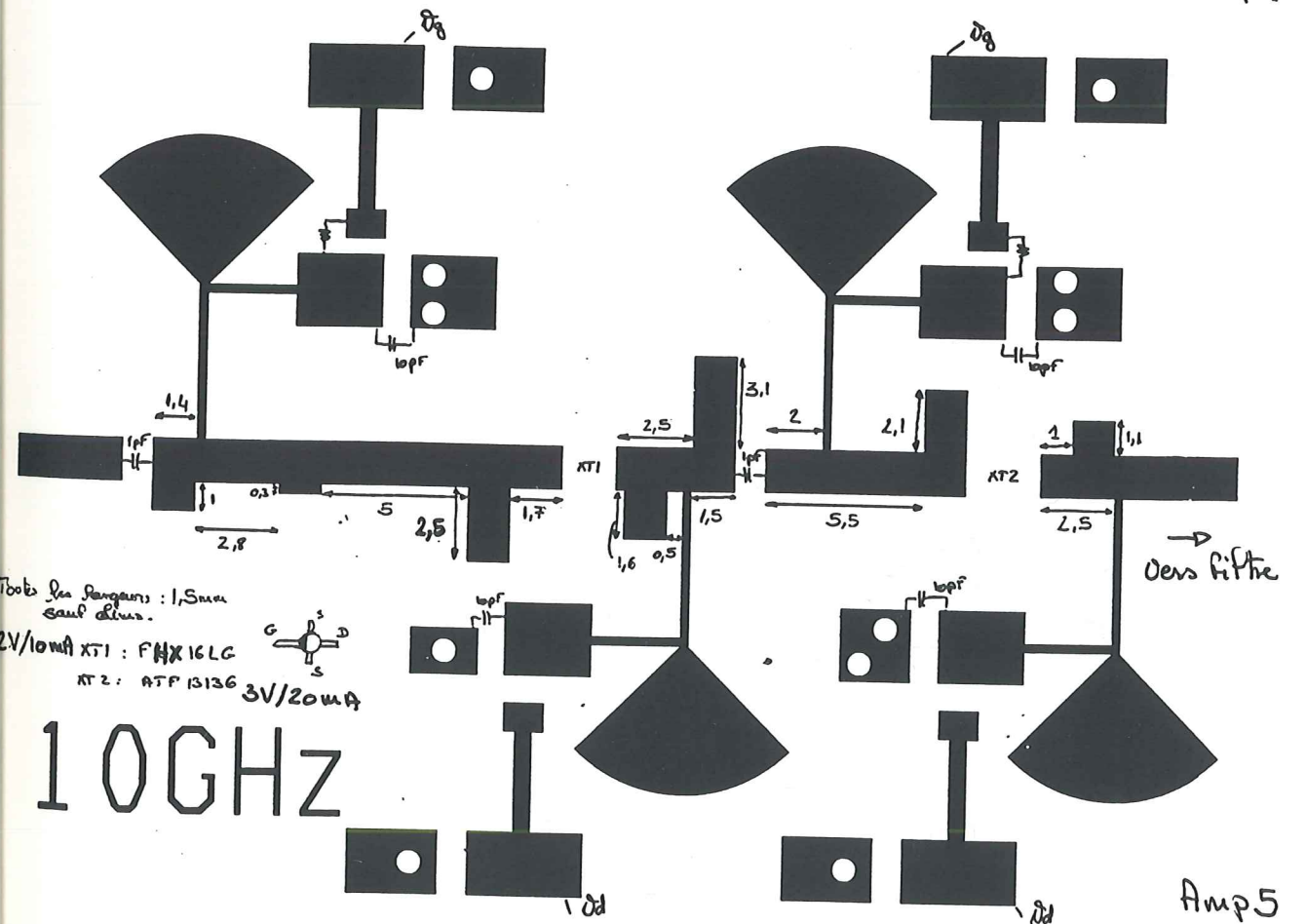


Amp 2 + Amp 3

page 4



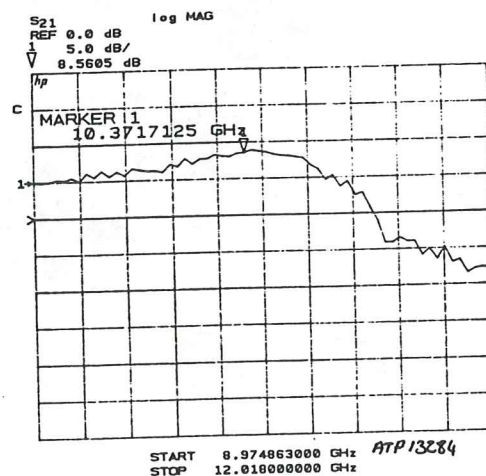
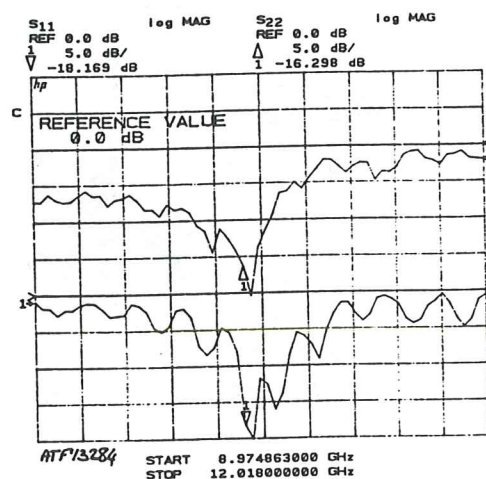
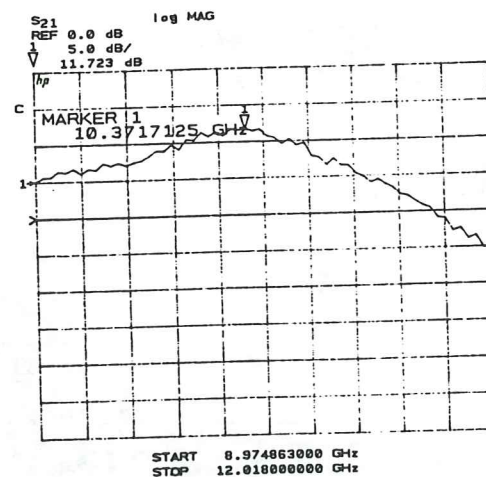
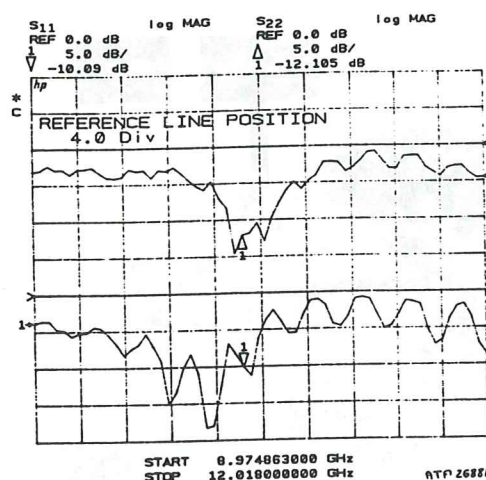
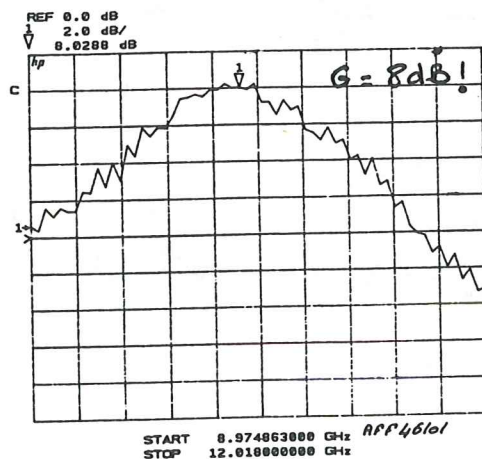
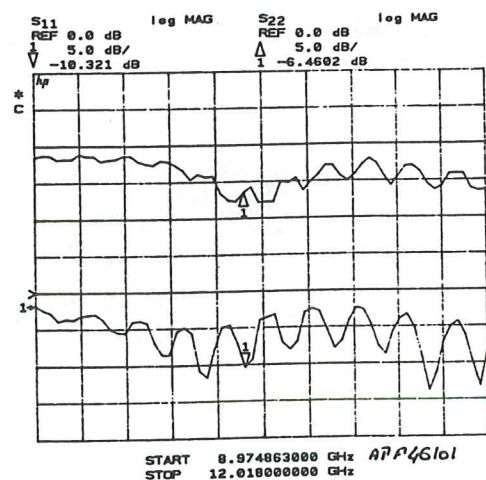
Ech approx: 4 Amp 4





Les variations sur les courbes de mesures sont dues au fait que je n'ai pas pu calibrer l'analyseur, mais utiliser une calibration existante (entre 45MHz et 22GHz) et faire un "zoom".

Faute d'atténuateur adéquat, les amplis faible bruit ne sont pas "passés" au HP8510. J'ai néanmoins pu confirmer pour l'ampli équipé de deux ATF13136 un gain de 18dB et un facteur de bruit de 1,3dB (mesure au PANFI de DJ9BV) à 10,368GHz.



# EVALUATION DES PERFORMANCES DES SYSTEMES EME.

Réunion V/U/SHF de Seigy 11 et 12 Avril 1992

Rainer Bertelsmeier DJ9BV  
Patrick Magnin F6HYE

## 1.- Introduction

L'ensemble de la station EME est terminé. Le travail n'est cependant pas tout à fait achevé!. Il faut encore évaluer les performances en réception de l'ensemble du système. Ceci pour deux raisons.

- La première est que vous avez besoin d'une référence pour chaque nouvelle modification apportée au système (nouveau préamplificateur, nouveaux câbles de mise en phase...) et pour vérifier de temps en temps que tout fonctionne parfaitement.
- La deuxième raison est la nécessité de comparer les performances entre différentes stations.

Nous allons donc décrire une bonne façon d'évaluer les performances de réception d'une manière précise.

## 2.- Technique de mesure

L'idée de base est de mesurer un signal connu et de le comparer à une référence. C'est ce que l'on fait généralement pour la mesure du bruit des préamplificateurs, on utilise une source 'froide' et une source 'chaude', la source froide étant la référence. Il nous faut donc introduire un nouveau concept, celui de source froide et de source chaude pour l'ensemble de la réception. (Antenne, préamplificateur, câbles, et transceiver). Dans ce concept, *chaud* et *froid* représentent la puissance de bruit des deux sources. Chaud correspond à une grande puissance de bruit, froid à une puissance de bruit inférieure. Ceci est très bien décrit par la formule de Nyquist:  $P=KTB$ .

### 2.1 Quelles sources pouvons nous utiliser?

- **source froides:** (sources de référence). Deux possibilités: la première est d'utiliser une résistance de 50Ω commutée par un relais coaxial et dont la puissance de bruit est justement donnée par la formule de Nyquist. (-174dBm/Hz). La deuxième possibilité est de chercher le signal le plus faible dans la Galaxie en tournant l'antenne. Les points froids du ciel sont près des pôles galactiques. Ces points sont les constellations de Léo et



Aquarius. Ils donnent une puissance de bruit qui peut être caractérisée par une température équivalente de 180°K sur 2m et 15°K sur 70cm.

La méthode de la résistance doit être écartée pour les raisons suivantes:

- d'une part la résistance est déjà relativement chaude (300°K), la différence avec la source chaude sera donc plus faible et la nécessité d'utiliser un deuxième relais introduira des pertes supplémentaires.

- d'autre part, le fait de passer de l'antenne à la résistance de 50Ω change l'adaptation du préamplificateur et introduit une erreur de gain qui empêchera l'évaluation correcte de la différence entre les deux sources.

- **sources chaudes:** à nouveau plusieurs possibilités: la terre (300°K) le soleil, et quelques constellations comme Cassiopee, Cygnus etc...

La terre offre un bruit relativement constant et indépendant de la fréquence. Le problème est de diriger l'antenne vers la terre (élévation de -90°). Dans les environnements urbains, les bruits générés par l'homme (man made noise) font remonter sa température radio de façon importante. Et il est impossible d'utiliser la terre sur 2m car la différence entre le ciel froid (200°K) et celle-ci (300°K) est trop faible pour être utilisable.

Le soleil donne une puissance de bruit élevée, il fait même bouger le S-mètre des petits systèmes, Il est facile de le trouver. Désavantages: La puissance de bruit générée par cet astre n'est pas stable, elle fluctue de jour en jour et suit également le fameux cycle de 11 ans. La fluctuation totale peut atteindre 5dB.

Les autres sources galactiques sont en revanche stables mais leur principal inconvénient est que les petits systèmes ne peuvent pas les 'entendre' à cause de la faible puissance de bruit qu'elles génèrent.

Que faire?!

Tout n'est pas perdu car le flux solaire est mesuré dans nombre d'observatoires dans le monde et il est possible de corrélérer ce flux solaire à la puissance de bruit qui nous intéresse. Ceci doit être fait pour chaque bande car le flux solaire est mesuré pour 2800MHz (10cm radiation intensity). Günter, DL6WU a décrit la façon graphique d'obtenir cette corrélation. Ces diagrammes ne donnent qu'une valeur grossière pour 3 niveaux différents de flux solaire.

L'idée de ce qui suit est de donner les équations mathématiques permettant de calculer exactement l'intensité du soleil sur chaque bande en fonction des mesures faites sur 2800MHz à l'aide d'une calculette.

$$[1] \frac{G}{T_{\text{sys}}} = \frac{(Y-1)}{I}$$

G est le gain isotropique de l'antenne

T<sub>sys</sub> est le bruit total du système (antenne + câbles de mise en phase + préamplificateur)

I est le niveau d'intensité du soleil dépendant de la fréquence et du flux

La mesure du facteur Y et la connaissance de I vont donc nous permettre de calculer le G/T du système. Ce G/T définit **exactement** la performance du système. Si cette valeur augmente de 1dB, le rapport S/B de la station que vous écoutez sera exactement supérieur de 1dB. Il nous reste donc à décrire la façon de mesurer le facteur Y et les quelques équations donnant la valeur de I en fonction de la bande utilisée et du flux solaire.

## 2.2 Mesure du facteur Y

La méthode la plus précise pouvant être utilisée par l'amateur est la méthode de substitution. On commence par enregistrer le niveau de référence lorsque l'antenne est pointée vers le ciel froid sur le S-mètre du récepteur. Remarque la CAG est activée et il suffit d'avoir suffisamment de gain (préamplificateurs en cascade par exemple) pour obtenir une déviation du S-mètre. Ensuite il faut tourner l'antenne vers le soleil et insérer un atténuateur calibré dans la chaîne de réception à un endroit où le gain cumulé des étages depuis le connecteur d'antenne est au moins de 40dB. Dans les systèmes de réception à transverters le meilleur endroit est la FI (28MHz par exemple). Il faut ensuite augmenter la valeur de l'atténuateur de façon à retrouver la déviation du S-mètre enregistrée précédemment. La valeur indiquée par l'atténuateur est la valeur du facteur Y recherchée. Cette méthode permet aisément une précision de mesure de 0.5dB. Toutes les méthodes basées sur la mesure du niveau audio sont à proscrire car elles font entrer en ligne de compte la linéarité de toute la chaîne de réception même si la CAG est désactivée.

## 2.3 Détermination de I

I change beaucoup en fonction de l'activité solaire. Dans le passé, les stations EME pouvaient mesurer des valeurs de Y différentes de jour en jour. Il n'y avait donc aucune possibilité de comparer les performances des stations entre elles et pire impossibilité de dire réellement si la dernière modification apportée à la station avait amélioré ou détérioré les performances de cette dernière. Comme dit plus haut, il est possible de calculer le facteur I dépendant de la fréquence en fonction du niveau de flux solaire sur 10cm. A l'aide d'un ajustement de courbe de type polynomial nous avons obtenu les équations suivantes:

$$I_{144} = -0,00037689 \times F^2 + 0,162242 \times F - 6,02015 \quad (50 < F < 200)$$

$$I_{432} = 0,0324167 \times F + 0,790833 \quad (50 < F < 220)$$

Il est possible d'obtenir la valeur de F (10cm flux value) mise à jour chaque jour en écoutant WWV chaque heure pleine plus 18 minutes où sur votre Packet Cluster local (commande SHow/Wwv) où pour les germanophiles en appelant le répondeur suivant (19.49.48.63.10.96).

Il est donc maintenant possible de déterminer les performances de votre système d'une façon indépendante de l'activité solaire. La seule limitation de cette méthode est qu'il ne vous sera pas possible de faire ces mesures lorsque le soleil est très perturbé. La raison en est que le niveau de flux solaire sur 10cm est en fait une valeur moyenne intégrée sur une journée.



Pour éviter les fastidieux calculs nous avons construit deux abaques (voir annexes) donnant G/T en fonction du flux avec le facteur Y comme paramètre.

Nous proposons que la valeur de référence pour comparer différentes installations EME soit maintenant G/T au lieu de Y (l'excès de bruit solaire) qui est désormais obsolète pour toutes les raisons mentionnées.

Si quelqu'un veut néanmoins comparer son facteur Y au votre il est possible de déterminer sur ces graphes la valeur de Y correspondant à un autre niveau de flux. En fait ceci veut simplement dire qu'il est possible de normaliser le facteur Y au flux solaire.

### 3.- Mesure du diagramme de rayonnement à l'aide du bruit solaire

Grâce au niveau de bruit important du soleil il est possible d'obtenir une 'indication S-mètre' des premiers lobes parasites de l'antenne. En relevant la différence de facteur Y par rapport au lobe principal, il est possible de déterminer l'intensité relative des lobes parasites par rapport à celle donnée par le lobe principal.  $Y = (\text{Sun} + \text{Cold}) / \text{Cold}$ , pour comparer des niveaux différents sur les lobes parasites, il faut utiliser Sun/Cold qui est en fait égal à Y-1. Nous allons maintenant donner un exemple de calcul de diagramme de rayonnement. Pendant l'expédition à Saint Marin (T70A), nous avons mesuré les performances du système de 8 antennes. (8x BV70-11λ). Les mesures sur le lobe principal et sur les trois premiers lobes parasites sont mises en évidence dans le tableau suivant:

Lobe	Y: Bruit Solaire [dB]	Y (val. abs.)	Y-1	Niveau relatif [dB]
Principal	19,5	89,125	88,125	0
1	7	5,01	4,01	-13,4
2	5,5	3,55	2,55	-15,4
3	3,5	2,24	1,24	-18,5

Quelques remarques à ce tableau:

$Y_{\text{abs}}$  est le rapport absolu (Bruit solaire / Ciel froid) + 1

Le niveau relatif est en fait  $10 \times \log((Y_{\text{sidelobe}} - 1) / (Y_{\text{principal}} - 1))$

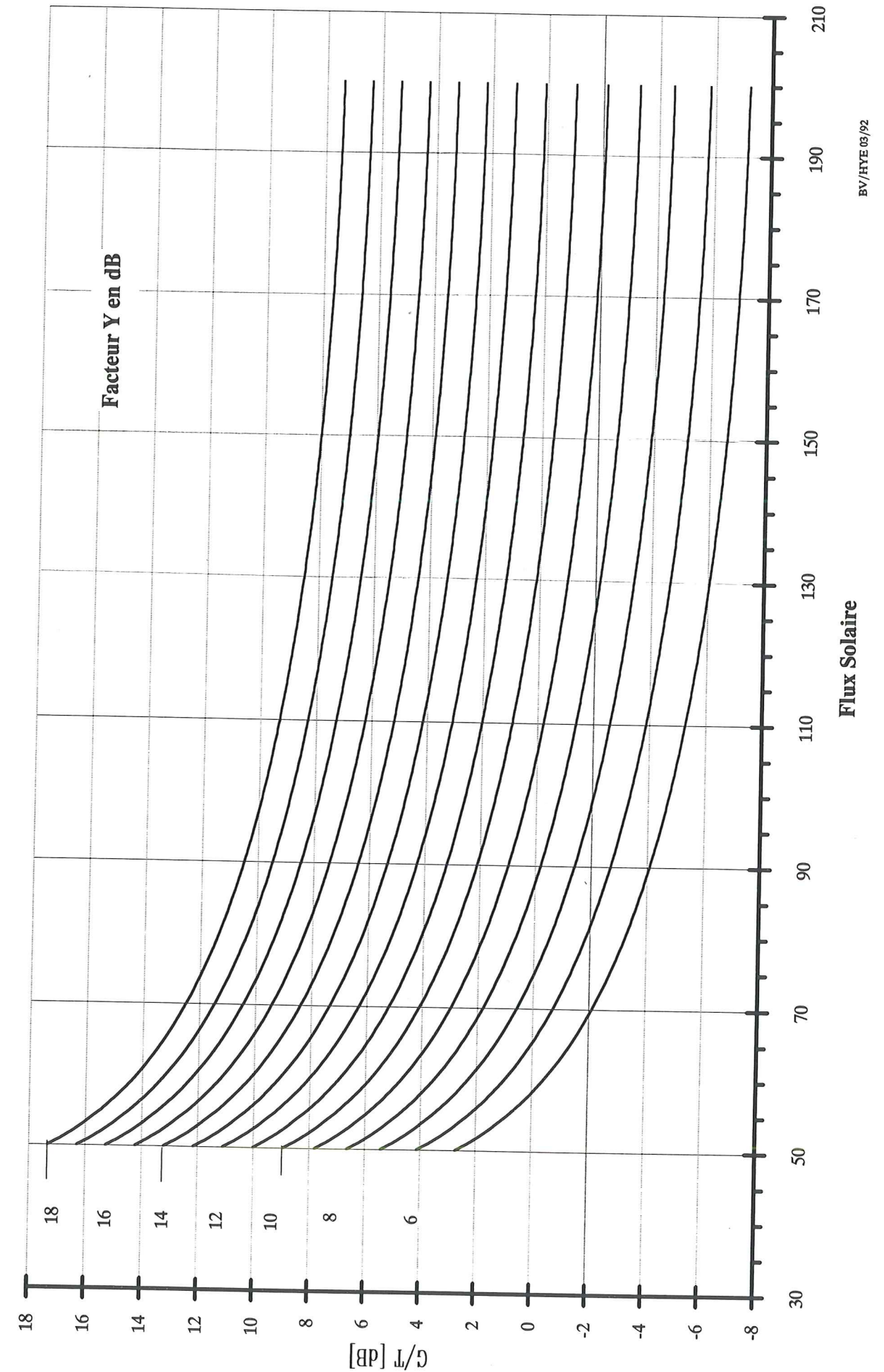
### 4.-Conclusion:

Ces équations simples permettent maintenant aux mesures de bruit solaire d'être aussi précises que les mesures de bruit sur d'autres sources radio.

### Références:

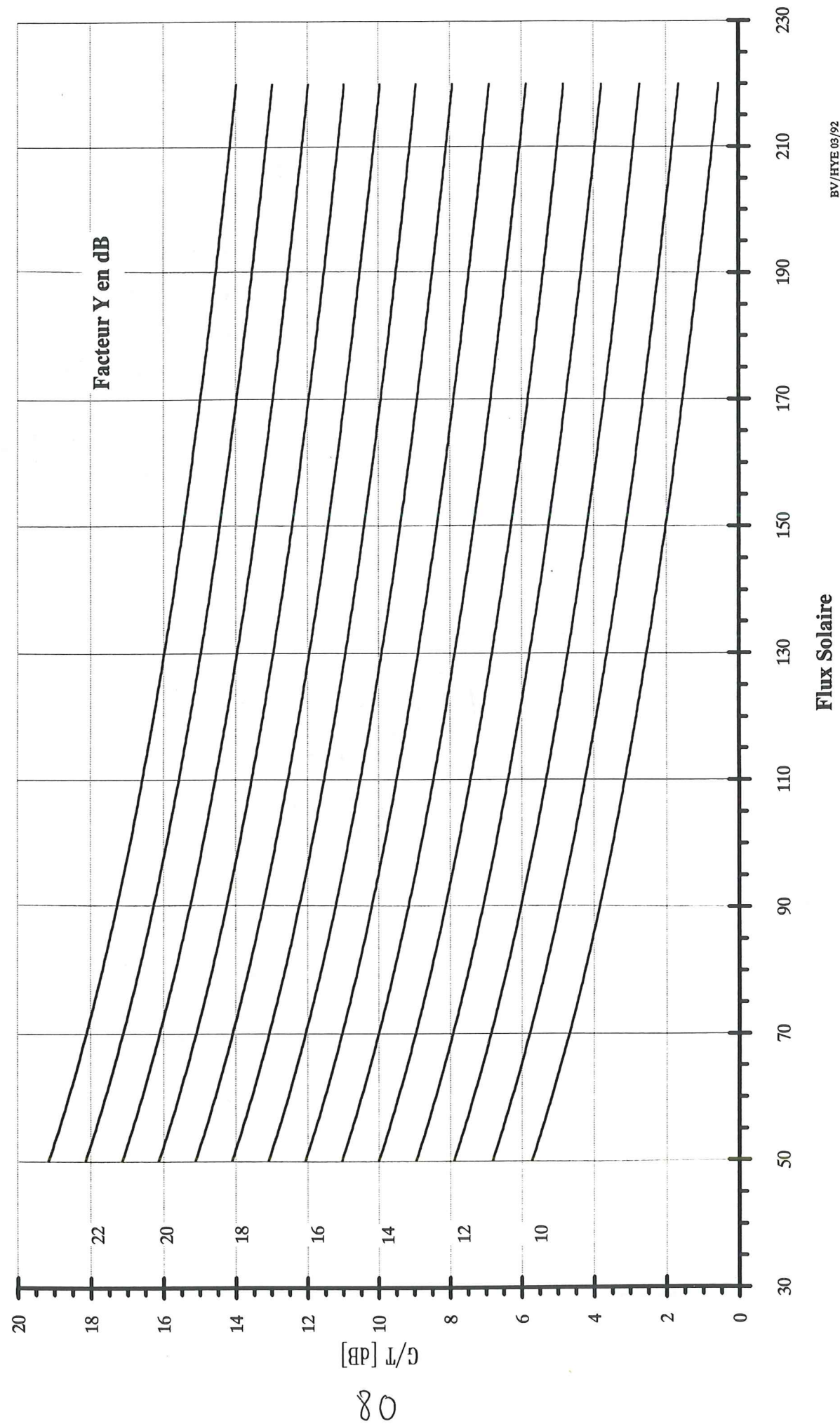
- R. Lenz, DL3WR, "Noise in Receive Systems", VHF Communications 4/1975, pp 203-208
- G. Hoch, DL6WU, "Determining the Sensitivity of Receive Systems with the Aid of Solar Noise", VHF Communications 2/1980, pp 66-72
- R. Bertelsmeier, DJ9BV "Proceedings of 1988 EME Conference", Thorn, Netherlands

Abaque donnant G/T en fonction de Y et du flux solaire sur 144MHz





Abaque donnant G/T en fonction de Y et du Flux Solaire sur 432MHz



# L'EME pour tous

Réunion V/U/SHF de Seigy 11 et 12 Avril 1992

Rainer Bertelsmeier DJ9BV  
Patrick Magnin F6HYE

## 1.- Introduction

Le nombre de stations pratiquant l'EME a considérablement augmenté ces dernières années. L'activité sur 144 et 432 est maintenant très importante et ce type de trafic n'est plus réservé qu'aux seules grosses stations. La plupart des nouveaux venus utilisent de petits systèmes d'antennes. Généralement un groupe de 4 longues yagis leur donne de très bons résultats.

Par exemple sur 2m:

- Patrick F6IRF (111 stations différentes en random pendant 18mois de trafic, 4x9.2m 2x4CX250)
- Fred PE1DAB (100 stations différentes en deux ans. 4x7.5m, 2x4CX250). Pas mal pour l'équivalent néerlandais du FC!

Sur 70 cm:

- Szigy YO2IS (90 stations différentes en un an 4x5.3m, 2x4CX250)
- Klaus DL3YEE (80 stations en 18 mois 4x7.5m, RS1064C et 18 stations avec son driver 2x2C39)
- Joergen, OZ1HNE (70 stations en 5 mois! 4x8.3m, 2x4CX250)

Ces quelques exemples (mille excuses aux stations non citées, et il y en a!) montrent qu'avec de petits moyens, on peut atteindre la performance de 'grosses stations' d'il y a 10 ans.

En effet, les simulations par ordinateur ont amené à développer des antennes très performantes et les préamplificateurs toujours meilleurs permettent d'avoir une très grande sensibilité en réception.

Ceci fait que le trafic 'random' s'est beaucoup accru, les petites stations pouvant désormais se contacter entre elles sans avoir à attendre qu'un 'Big Gun' leur permette de faire un nouveau QSO. Ce phénomène s'auto-alimentant puisque la possibilité de contacter plus de stations en random a augmenté le trafic random.



## 2.- Les antennes

### 2.1 sur deux mètres

DL6WU [1] [2] [3]. a établi un standard pour les antennes il y a 14 ans. Un simple coup d'oeil à la figure 1 montre que encore aujourd'hui, les antennes commerciales n'ont pas atteint ces performances, sauf celles qui ont copié ce design. (KLM/LBX16, M2/5wl). L'utilisation de techniques modernes (CAO) a permis d'élever encore ce niveau de performance: meilleur gain et meilleur diagramme de rayonnement pour une longueur de boom identique.[4] [5] Attention, le seul programme donnant des résultats précis vérifiés par de nombreuses mesures est NECII. [6] [7]

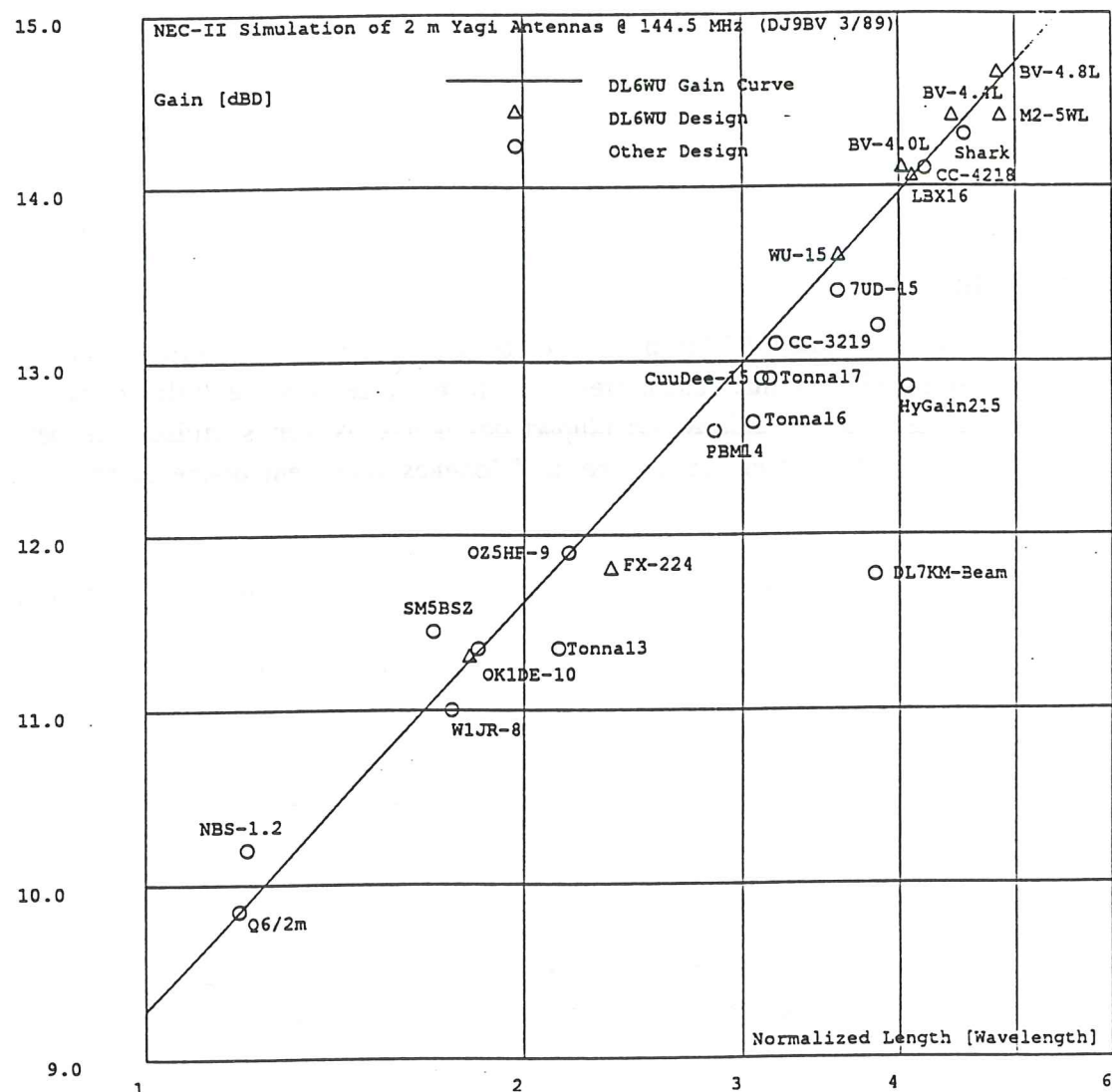


Figure 1 Simulation du gain en puissance des antennes 144 MHz.

La plus importante caractéristique d'une antenne EME sur cette bande est d'avoir un gain le plus élevé possible. Le bruit capté par les lobes parasites est un paramètre de moindre importance. Sur 2m, la température minimum du ciel est de 200°K (le maximum est 2000°K au centre de la Voie Lactée et la valeur moyenne est aux alentours de 400°K). Le bruit de la terre dans un coin 'calme' est d'environ 300°K. La seule nécessité d'avoir aussi

un bon diagramme de rayonnement (donc un niveau de lobes parasites très bas) est la proximité d'un environnement présentant un niveau élevé de bruit (régions urbaines, lignes électriques défectueuses, etc...)

### 2.2 sur soixante dix centimètres

La figure 2 montre également la comparaison d'un certain nombre d'antennes. On peut en tirer les mêmes conclusions que pour les antennes deux mètres [8] [9]. Ce diagramme ne met en valeur que le gain des antennes, mais sur cette bande la température du ciel est très basse (la valeur minimum est de 15°K, la valeur maximum est de 200°K et la valeur moyenne est aux alentours de 40°K).

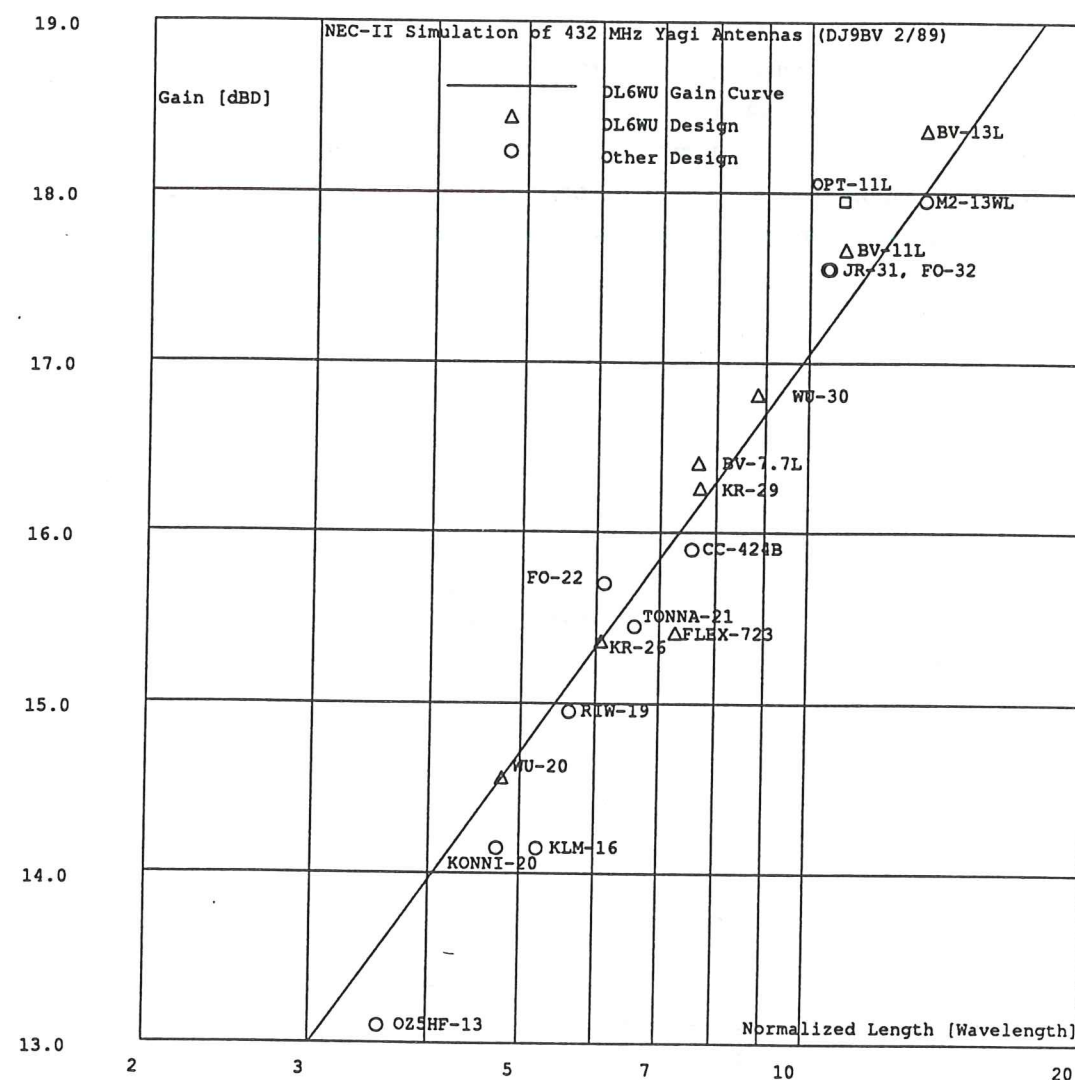


Figure 2 Simulation du gain en puissance des antennes 432 MHz

La terre est alors environ 10 fois plus 'chaude' que le ciel et le bruit capté par les lobes parasites de l'antenne détériore la sensibilité de tout le système. Les lobes parasites qui regardent la terre doivent être au moins 25dB sous le lobe principal, 30 dB serait bien sûr encore mieux.



Un autre paramètre important sur cette bande est le rendement de l'antenne. Toute perte introduit un bruit supplémentaire. Une perte est équivalente à une résistance en série avec l'impédance de l'antenne.

Sur 70cm on doit donc prendre 3 paramètres en compte:

- le gain doit être aussi grand que possible
- le bruit capté par les lobes parasites doit être aussi petit que possible
- les pertes internes principalement causées par les pertes par effet pelliculaire doivent être minimum.

Par exemple, pour l'EME il faut proscrire toute antenne construite avec des éléments en acier. L'antenne FlexaYagi a un perte interne de 0.8dB. Le gain à l'émission n'est affecté que de 0.8dB mais à la réception la perte sera plutôt aux alentours de 3dB!!! C'est comme si vous aviez mis deux antennes au lieu de quatre!!

Ces trois paramètres peuvent être regroupés dans une 'mesure' qui est le rapport G/T de l'antenne. Celui-ci décrit exactement la performance d'un système de réception EME. Il doit être le plus élevé possible, même si son optimisation fait perdre un peu de gain à l'émission. Cette diminution du gain à l'émission peut être compensée aisément (!) alors que pour la réception les limites de la physique ne peuvent pas être reculées.

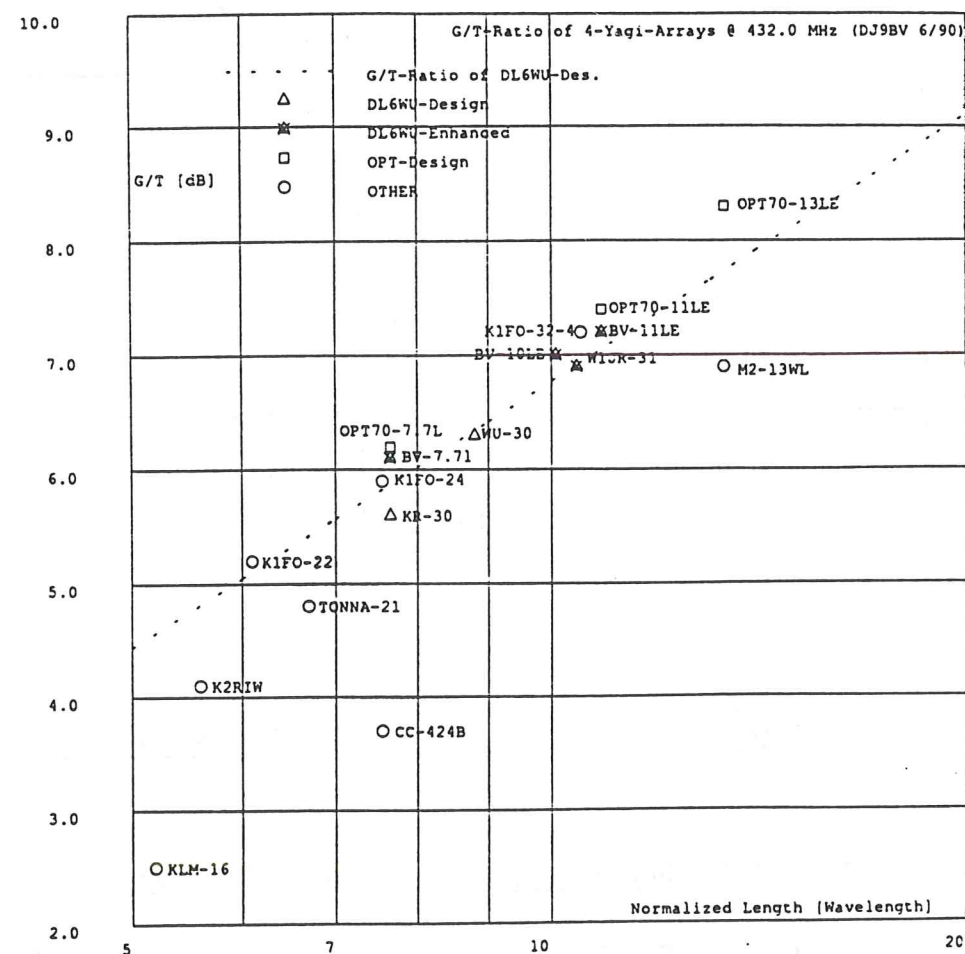


Figure 3 Rapport G/T de groupements de 4 yagis sur 432 MHz

Les caractéristiques du G/T de systèmes de 4 antennes yagi pour 70cm ont été simulées par DJ9BV in 1987 pour la première fois.[10] La figure 3 montre une comparaison entre un certain nombre de systèmes de 4 antennes du point de vue du rapport G/T et a été présentée à la conférence EME de Trenton en 1990. Cette figure parle d'elle-même. Si vous voulez un système EME performant sur 70cm, vous devez construire vos antennes. En plus des articles originaux, vous pourrez trouver la description des antennes de DJ9BV et de quelques détails de construction dans la référence [11].

Comment grouper les antennes? La distance optimum de 'stacking' est donnée par la formule de DL6WU:

$$D_{opt} = \frac{\lambda}{2 \sin(\Phi/2)}$$

$D_{opt}$  est la distance optimum

$\lambda$  est la longueur d'onde

$\Phi$  est l'angle d'ouverture à 3dB de l'antenne dans le plan considéré.

La distance de stacking donnée par cette formule donne une valeur optimum au rapport G/T et au gain à l'émission.

Les tableaux suivants donnent les valeurs de distance optimum pour les antennes les plus connues sur 2m et 70cm.

Optimum Stacking Distances for 144 MHz Antennas		
TYPE	HORIZONTAL(E) [m]	VERTICAL(H) [m]
TONNA-20	2.56	5.6
DX-120	2.6	4.36
NBS-0.8	2.55	2.14
Q6/2m	2.63	2.5
NBS-1.2	2.93	2.58
SM5BSZ-6	3.45	3.15
W1JR-8	3.25	2.96
DJ9-2-1.8	3.11	2.77
OK1DE-10	3.11	2.74
TONNA-13	3.33	3.03
OZ5HF-9	3.31	3.03
FX-224	3.43	3.15
PBM-14/HP	3.92	3.60
TONNA-16	3.55	3.27
CueDee-15	3.65	3.40
TONNA-17	3.65	3.38
CC-3219	4.09	3.86
YU0B	3.27	3.60
DJ7UD-15	3.92	3.60
DL6WU-15	3.94	3.71
DL7KM-Beam	3.45	4.07
ARAKE-20	3.88	3.65
DJ9-2-4.0	4.14	3.94
HyGai215B	4.79	4.61
LBX-16	4.29	4.07
CC-4218	4.44	4.21
DJ9-2-4.4	4.29	4.07
Shark	4.44	4.21
DJ9-2-4.8	4.44	4.21
M2L-5WL	4.56	4.36

Optimum Stacking Distances for 432 MHz Antennas		
TYPE	STACKING DISTANCE	
	HOR.(E) [m]	VERT.(H) [m]
OZ5HF-13	1.34	1.26
DL7KM-Beam	0.93	1.09
KONNI-20	1.57	1.49
WU-20	1.41	1.32
QUAGI-15	1.60	1.52
KLM-16	1.60	1.52
OZ5HF-19	1.57	1.51
K2RIW-19	1.49	1.42
DL9KR-26	1.58	1.51
K1FO-22	1.62	1.56
TONNA-21	1.67	1.60
FLEXA-723	1.74	1.67
CC 424B	1.97	1.91
DJ9-70-7.71	1.74	1.67
DL6WU-30	1.81	1.75
W1JR-31	1.92	1.89
K1FO-32MK4	2.05	2.00
DJ9-70-111	1.98	1.92
M2-13WL	2.07	2.02
DJ9-70-131	2.14	2.09



**Attention**, il ne faut surtout pas suivre les recommandations de l'article de K1FO [12] qui recommande de diminuer la distance de groupement pour obtenir un G/T maximum. Si vous suivez ses instructions, vous risquez de perdre jusqu'à 1.5dB suivant l'antenne utilisée. Depuis, K1FO a changé d'avis et utilise maintenant les valeurs données par la formule de DL6WU!

### 3.- Systèmes EME

Le but d'une installation EME est d'avoir le maximum de gain en émission et le meilleur G/T en réception. Pour l'émission, les courbes annexées permettent de se faire immédiatement une idée de la performance du système. Pour ce qui est de la réception, les choses sont un peu plus compliquées. Le paramètre important est la température système. Celle-ci décrit le bruit système total déterminé par ses trois principales causes: bruit de l'antenne, bruit des câbles de mise en phase et bruit propre du récepteur.

Cette température système est définie par l'équation suivante:[13]

$$T_{\text{sys}} = T_a + (L-1) T_0 + L T_{\text{rx}}$$

Le point de référence est le connecteur de l'antenne. Dans le cas de groupements d'antennes, c'est le connecteur d'une antenne, avant toute bretelle de couplage.

- $T_a$  est la température équivalente de l'antenne au niveau du connecteur,
- $(L-1) T_0$  est la température de bruit introduite par les pertes du câble reliant l'antenne au récepteur et
- $L T_{\text{rx}}$  est la température de bruit du récepteur au point de référence.

Sur 2m, une augmentation de  $T_{\text{sys}}$  de 0.1dB donne une perte de 0.1dB sur le signal.

Sur 70cm, le calcul est quelque-peu différent.  $T_a$  est aux alentours de 30°K pour un système de yagis et 50°K pour une parabole. La température de bruit d'un bon système est généralement comprise entre 56 et 80°K. Ceci pour un facteur de bruit de 0.3db de la réception et 0.3db pour les pertes de couplage. Dans ce cas, chaque perte additionnelle de 0.1dB engendrera une perte en réception de 0.49dB.

Sur 70cm il faut impérativement avoir à la fois le facteur de bruit le plus bas possible et le minimum de pertes de couplage. Il est donc important de traquer le moindre dixième de décibel de perte!

#### Références:

[1] Günter Hoch, DL6WU, "Yagis Antennas. Principle of Operation and Optimum Design Criteria", VHF Communications Ed 3/77 pp. 157-156.

[2] Günter Hoch, DL6WU, "More Gain with Yagi Antennas", VHF Communications Ed 4/77 pp. 204-211

[3] Günter Hoch, DL6WU, "Extremely Long Yagi Antennas", VHF Communications Ed 3/82 pp. 130-138

[4] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "Gain and performance Data of 144 MHz Antennas", DUBUS 3/88, pp 181-189

[5] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "Yagis for 144 MHz", DUBUS 1/90, pp 19-30

[6] G.J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD116, Vol 1, 1981, San Diego USA

[7] G. Hoch, DL6WU and R. Bertelsmeier, DJ9BV "Yagi Simulation: CAD Software for Evaluation and Development", DUBUS 3/91, 4/91 and 1/92

[8] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "Gain and Performance Data of 432 MHz Antennas", DUBUS 2/89, pp 10-13

[9] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "High Gain Yagis for 432 MHz", DUBUS 2/91, pp 23-36

[10] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "Effective Noise Temperatures of 4-yagis arrays for 432 MHz EME" DUBUS 4/87 pp 269-281

[11] Patrick Magnin, F6HYE, "Antennes et Systèmes de Réception pour EME" Réunion V/U/SHF Seigy 13-14 Avril 1991

[12] Steve Powlishen, K1FO, "Stacking Yagis is a Science", HamRadio May 85 pp 18-33

[13] Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, "Low noise systems for EME", in Allen Katz (Ed.), K2UYH, "Proceedings of 4<sup>th</sup> International EME Conference", Trenton, N.J., 1990



## IS SPORADIC THE SPORADIC E LAYER ?

Angel Nestorov,  
LZIAG

The establishment of radio contacts in the VHF band - 144-146 MHz, during the appearance of sporadic E propagation is an exciting event in itself for the radio amateurs. It is exciting because it gives possibility for long distant radio contacts, but also because the appearance of this propagation happens at an indefinite moment: it is unknown how long it would last, and it is a real luck for the radio amateur to be there, by the switched on radio-station, right on the spur of the moment. Most radio amateurs who already have some experience in this field use different signs for orientation, but not to miss the eventual "opening", they usually prefer to stay for a long time by their radio-stations, making a short general call from time to time and listening carefully. This procedure, in its emotional aspect, resembles very much a fisherman-angler's expectations for a rich catch; but as the fish-basket sometimes remains empty, so the page of the radio-station log can remain blank, too. For the sporadic E propagation is simply sporadic, which as translated from the ancient Greek root of the word, means appearing at an indefinite time. And still ...

I am one of the enthusiasts for the establishment of E<sub>s</sub> radio contacts and besides the satisfaction I receive by any DX QSO, I also collect information about E<sub>s</sub> propagation appearance in my country and in Europe. Many of the active Bulgarian radio amateurs have helped me in this field, and

- 2 -

I would like to thank to those who are no longer among us (LZIBW and LZIAB), and to those who continue helping me, as well. I collect the data for the appearance of E<sub>s</sub> propagation in Europe from the magazines, easily of access to me, but mainly from the newsbulletin of German radio amateurs DUBUS. I cannot claim that the data collected is absolutely complete, but I think it is near that thoroughness that would allow me to draw some conclusions.

The dates of E<sub>s</sub> propagation appearance on 144 MHz in Europe during the period 1974-1999 are shown on Fig. 1 (above). For each year, the period May 1-st to August 31-st has been used because it is only in 1986 that an E<sub>s</sub> propagation has been registered beyond this period - on September 6-th, 7-th and 20-th. The dates when the propagation has been registered in Bulgaria are marked by black dots. As far as 1999 is concerned, we have shown the dates for Bulgaria only, because I do not have enough complete information from other countries. Besides this, some of the cases of FAL propagation have not been discerned, that during the previous years have not been discriminated by the great number of radio amateurs. As a rule, however, FAL propagation can be observed in the days of appearance of E<sub>s</sub> propagation, in most of the cases. Fig. 1 (below) presents a histogram of E<sub>s</sub> propagation frequency of appearance, in dates, in total for the period of observation. The thick hatching refers to Bulgaria, and the contour - to Europe.

Fig. 1. shows that the appearance of E<sub>s</sub> on 144 MHz in Europe, in each of the observed years has been different, as regards the number of days and their distribution in the



period. The general fact is that there is a concentration of a greater number of cases during the months of June and July which is confirmed also by the histogram for the E<sub>s</sub> frequency of appearance in dates. This histogram shows a tendency for a normal distribution of cases of E<sub>s</sub> appearance around the date of summer sun opposition (June 22-nd), but probably the period of 16 years is still short in order to have a very strict description of the distribution. In this form, the histogram of Fig. 1 can be used as a forecast for the expectation of E<sub>s</sub> appearance during this and the next years. During the first 10 days of June, the probability for E<sub>s</sub> appearance is the greatest (0,5) and remains considerably great (about 0,4) up to July 15-th, nearly.

The dates with registered E<sub>s</sub> propagation on 144 MHz in Europe during the years observed, are grouped in different ways - from single days separated one from the other by long periods of time, to groups of more than 10 days, or of some days but separated by 1 day only and others. In this sense, we can suppose that the duration of effects which are the reason for E<sub>s</sub> appearance is different, as is different the interval between whatever two consecutive effects, too. Unfortunately, we shall not be able to classify even the causative factors according to their effect duration by registering the E<sub>s</sub> propagation appearance on 144 MHz, only. I have made an observation personally on many days when there an E<sub>s</sub> propagation can be seen but sometimes it has been up to 80 MHz only, and other time - to 100 MHz, only. It should be remembered that the radio amateur band of 144-146 MHz lies nearly on the utmost limit to where the s.c. MUF can reach -

∞

maximum frequency at which the radio-waves reflected from the E<sub>s</sub> layer return to the earth. By now, having in mind the publication of Emil Pocock, W3EP, in QST, dated April, 1988, I understand about only one QSO, established on 220 MHz, on June 14-th, 1987 between K5UGM and W5HUK/4. In Europe, besides on 144 MHz E<sub>s</sub> appearance can be expected on the next frequency band of 432 MHz, but up to the present noone has informed us of such a joy.

When reviewing in years the number of days of E<sub>s</sub> appearance on 144 MHz in Europe, it should be borne in mind that in the first years of observation, the radio amateurs activity in many countries has been little, and also the E<sub>s</sub> radio contacts popularity has not been great. Because of these reasons I thought it reasonable to look upon the number of days change, with registered E<sub>s</sub>, only for the years of the last solar cycle after the maximum in 1979, seeking connection with the solar activity. In this respect, I considered it important to use that value of Wolf's number, which is characteristic for the season of E<sub>s</sub> appearance in the Northern hemisphere, and not for the year. Fig. 2 presents diagrams, in opposite direction, for the change of Wolf's number (W) in the period 1979-1989 and the number of days (N) with E<sub>s</sub> on 144 MHz in Europe during the same years.

The comparison of the two diagrams on Fig.2 shows visibly inverse dependence: the least number of days with E<sub>s</sub> propagation on 144 MHz correspond to the year with the greatest solar activity (1979) and vice versa - in the year of solar calmness (1986) there was the greatest number of days with E<sub>s</sub> propagation, and the season duration was the great-

test.

In order to make a statistic evaluation of the dependence between solar activity and the number of E<sub>s</sub> propagation days on 144 MHz in Europe, I used the rank correlation coefficient

$$\rho = 1 - \frac{6 \sum d^2}{n(n^2-1)},$$

where d is the difference between the ranks (the serial positions, occupied by a given year, at a descending series of arrangement according to W and N).

n - the number of cases.

This coefficient has the advantage of not being dependent on the way the two orders are changed.

For the first 9 years of the solar cycle 22, rank correlation coefficient value of  $\rho = -0,93$  has been obtained. This value is considerably large and shows that between the solar activity and the number of days with E<sub>s</sub> propagation on 144 MHz there is a negative correlation. Now, we have already reached maximum solar activity and from this it follows that in 1990 and in the next one or two years there should be a smaller number of days with E<sub>s</sub> propagation as compared to the period 1995-1997. And maybe there exists another more powerful factor besides solar activity?

∞

Besides the distribution according to dates, I suppose it would be interesting for the Bulgarian radio amateurs the distribution of E<sub>s</sub> appearance in hours of the day, too. Fig. 3 shows a histogram which comprises the E<sub>s</sub> cases in Bulgaria distributed according to hour intervals in which they have been observed. The cases when the propagation has been fit into two or more hourly intervals, have been reflected

in each one of them and that is why the sum of all hourly intervals surpasses 100 %.

Fig. 3 presents that most often E<sub>s</sub> appearance on 144 MHz in Bulgaria is in the evening 16-19 GMT. There is still one more maximum around 10-12 GMT, but it comprises almost three times less number of cases. It is very probable that some cases of E<sub>s</sub> appearance in the morning hours have not been noticed because of the decreased radio amateurs' activity but during the last years this reason could have an effect on the number of the established radio contacts only because there are enough enthusiasts of E<sub>s</sub> radio contacts.

Fig. 4 shows a histogram of radio contacts distribution established by the LZIAG according to the distance to the correspondents. Most often radio contacts have been observed at a distance of 1600-1900 km. The establishment of the radio contacts at a distance greater than 2400 km is possible at a simultaneous appearance of more than one ionizing centres or as we use to call them "clouds", but unfortunately, up to now I have not been lucky enough to utilize a similar to that situation. The establishment of radio contacts, shorter than 1000 km can happen only in cases of strong ionization appearance in E<sub>s</sub> layer. This is also a rare phenomenon. The few radio contacts established at a distance of 1000-1200 km have been during very short "openings". If a SHORT SKIP appears sometimes, on 144 MHz, under 400 km, this would mean that E<sub>s</sub> radio contact is possible on 432 MHz, too but its possible establishment would happen not by the very participants in SHORT SKIP QSO but by other radio amateurs, standing at a suitable distance from the strongly



ionized cloud in E<sub>s</sub> layer.

While collecting the data for E<sub>s</sub> appearance on the 144-146 MHz band, I was trying to find a kind of regularity in them. A few years ago, I decided to check whether there is a cyclicality in E<sub>s</sub> appearance. I supposed that if there is any cyclicality, then some intervals between the cases of E<sub>s</sub> appearance would have been met more often than others.

The checks I have made by using part of the data (1974-1990) encouraged me and I continued to process the data from the next years. After 1986, I processed once again the data, by using computer, type Pravetz-32 and program SASIC. The very essence of the processing refers to the following :

In each year of the period 1974-1989 a definite number of days with E<sub>s</sub> have been registered, situated in a different way in the period from May 1-st to August 31-st, as it is shown on Fig. 1.

For each

year the intervals (days) between each one of the E<sub>s</sub> that have appeared and the following them have been calculated. After that the number of identical in duration intervals has been calculated. For each year an order of the number of cases of E<sub>s</sub> propagation has been obtained every other day, 2 days, 3 days etc. to n-days, where n is the total season's duration and n-1 is the interval between the first and the last date and is only one case. In this order, besides an increased number of intervals, due to a possible cyclicality, there maybe also an increased number of intervals which reflect random phenomenon during the year. Whenever the number of cases with one and the same duration of intervals is calculated, as regards all the years observed, there is a pos-

91

sibility those of them, reflecting cyclicality to increase, while those which are random - to form smaller values. The more years are used, the stronger the cyclicality should be stressed if it is existent.

Fig. 5. presents a computer histogram of the calculated for the period 1974-1989 number of cases N (on the Y-axis) according to the interval duration (T, days) between the appearance of whichever E<sub>s</sub> propagation in a given year and the following it (on the X-axis).

From the histogram on Fig. 5 the presence of some cyclicality cannot be noticed very distinctly, although some of the intervals are strongly stressed, (14, 23, 59 days). The very great number of cases, grouped in some days each, with every day E<sub>s</sub> appearance, as shown on Fig. 1, probably evokes "dilution" of increasings, due to cyclicality.

The further data processing lead to levelling of random deviations in histogram on Fig. 5 by means of presentation of all cases as mean chain from 5 successive intervals (Fig. 6) and to finding the regression curve, presented on Fig. 7.

Fig. 6 shows a kind of "steps" situated round 13, 29, 42 and 58 days difference in time as regards the E<sub>s</sub> appearance. Still more markedly, these "steps" are shown on Fig. 3, which has been obtained as a difference between the mean chain values of Fig. 6 and the mean regression values of Fig. 7. Fig. 3 underlines some cycles of an increased number of cases of E<sub>s</sub> appearance with intervals between 12-13, 29-36, 43-46 and 53-61 days. The cases with differences above 70 days are not significantly different to be discussed

And so, a tendency for a cyclic recurrence of a period of around 14-15 days is present ! When I have made a comparison between the data from the separate years of the period observed, I found out that in each one of them, an increased number of cases of E<sub>s</sub> appearance can be seen, in the intervals shown on Fig. 9, but somewhat rearranged in each year, in some years being 14, 28, 42, 56 days (1992, 1984) while in others - 15, 30, 45, 60 days (1976, 1979, 1997). After this conclusion, I made an almanac for each year placing 14 or 15 dates in a row, respectively, and marking in them the dates with E<sub>s</sub> propagation on 144 MHz in Europe. Fig. 9 shows the almanacs of E<sub>s</sub> season for the years 1979, 1990, and 1996. Don't be embarrassed by the fact that the dates in 1990 do not begin in the first row, on the first column, yet. Such almanacs should be best presented as a helix with a foot of 14 or 15 days, respectively, but this is not conveniently presented graphically.

What is the interesting thing in these almanacs ?

In 1978, the year close to the maximum solar activity, which is not distinguished by a great number of days with E<sub>s</sub> propagation (19), two series of E<sub>s</sub> appearance can be seen. The first of them starts on May 3-rd, the next "opening" being after 30 days - on June 2-nd, and is a more powerful one - it comprises three successive days ! After 15 days, there follow two more days with E<sub>s</sub>, while 29 after the second, or 59 days after the first, there are two successive days again, having E<sub>s</sub> propagation. And finally, after 30 days more, the last propagation of this series can be seen.

Still more ordered is the series starting on May 9-th, in which with 30-day cycles mean, there follow "openings"

92

on June, July and August.

These two series are particularly "clean" and in other years one can rarely meet similar to them. For example in 1990, the series starting on May 3-rd and 4-th is very well outlined up to August 3-th and 9-th, but in this year there are other series, too which are shorter and more difficult for a systematic presentation. But in 1980 the columns of dates are well outlined, on which E<sub>s</sub> propagation has not been noticed which is another affirmation of the idea of appearance cyclicality.

1996 can be presented with difficulties because the number of days having E<sub>s</sub> is very large - 61 totally, but still 23 cases are on every 14 days, 23 cases - on every 23 days, 21 cases - on every 42 days, 16 cases - on every 57 days, 11 cases - on every 70 days, 3 cases - on every 85 days and 4 cases - on every 99 days. These are all intervals with definitely greater number of cases of E<sub>s</sub> appearance, and all of them are divisible by 14 or near it.

The observations upon E<sub>s</sub> propagation appearance on 144 MHz in the period 1974-1993 give us the ground to make the following conclusion, that a cyclicality of 14-15 days period can be seen in the phenomenon.

Here arises the well-founded question : why 14-15 days exactly ?

Up to now, I relied upon my experience as a radio amateur and upon my competence in some other fields, that allowed me to consider the information in the way already stated above. The answer to the question for the cyclic recurrence period duration troubles me seriously. I would state only



one opinion for this reason, which I dare not call a scientific hypothesis, but for which I would seek affirmation in the future.

I accept that the E<sub>s</sub> layer appearance is a cosmic phenomenon with a causative source the Sun. It is known, that the Sun's rotation round its axis has a period of 25 to 31 days of the earth, the fluid character of its surface evoking a lag behind of the polar regions as regards the equatorial. Because the Earth's rotation round the Sun has the same direction as the rotation round its axis, then the Earth takes a stand against a definite sun meridian after 27 to 32 days. If some processes of the Sun create fields in the cosmic space around it, situated in the sun meridians plains, then these field would be crossed by the Earth every 14 to 16 days. Isn't it this the E<sub>s</sub> propagation cyclic recurrence, with a period of 14-15 days? Or maybe we have been too much carried away?

And still, according to me, the sporadic E<sub>s</sub> layer is now less sporadic in comparison with the time when I have established my first QSO on 144 MHz. Unfortunately, I cannot decide yet when I should take my holiday so that not to miss the expected "openings" during this year, but I hope they would be mainly between June 1-st and July 15-th, and in the early evening, and would have a cyclic recurrence of 14-15 or at least 28-30 days. And I would be happy, if during this year the days with E<sub>s</sub> propagation are more, as regards 144 MHz, despite the negative correlation with the solar activity.

Probably, you would follow them together with me?

And still the sporadic E layer remains a sporadic one ...

I would like to express my gratitude to Christo Hopteriev, Dr., for his friendly co-operation in the computer data processing.

93

Fig. 1. Information about the dates of E<sub>s</sub> propagation appearance registration, on 144 MHz in Europe, during the period 1974-1989 (above), and a histogram of its appearance frequency (below). The dates on which radio contacts between radio amateurs have been established from other countries, are marked with x, while with black dot - those between Bulgarian and foreign radio amateurs. In the histogram with a contour line are shown the frequencies for Europe, in total, while with hatching - for Bulgaria only.

Fig. 2. Diagrams for the change of solar activity, expressed by Wolf's number (W), and the number of days with registered E<sub>s</sub> propagation on 144 MHz in Europe during the last solar cycle.

Fig. 3. A histogram of the observed in Bulgaria cases (n) distribution of E<sub>s</sub> propagation appearance, in hourly intervals.

Fig. 4. A histogram of distribution of the realized radio contacts by LZ1AG (m), according to the distance to the correspondents.

Fig. 5. A histogram of the number of E<sub>s</sub> appearance cases, on 144 MHz in Europe, for the period 1974-1988 (N), according to the interval duration (T, days) between the appearance of whichever E<sub>s</sub> propagation and the following it ones, in a given year.

Fig. 6. The same histogram of Fig. 5, after a levelling as mean chain from 5 successive intervals.

Fig. 7. Regression curve from the histogram on Fig. 5.

Fig. 8. Deviations from the mean chain data for the number of E<sub>s</sub> propagation appearance cases, as compared to the mean regression data.

Fig. 9. Almanacs for 1973, 1980 and 1986, by outlining cycles of E<sub>s</sub> propagation appearance on 144 MHz.

94



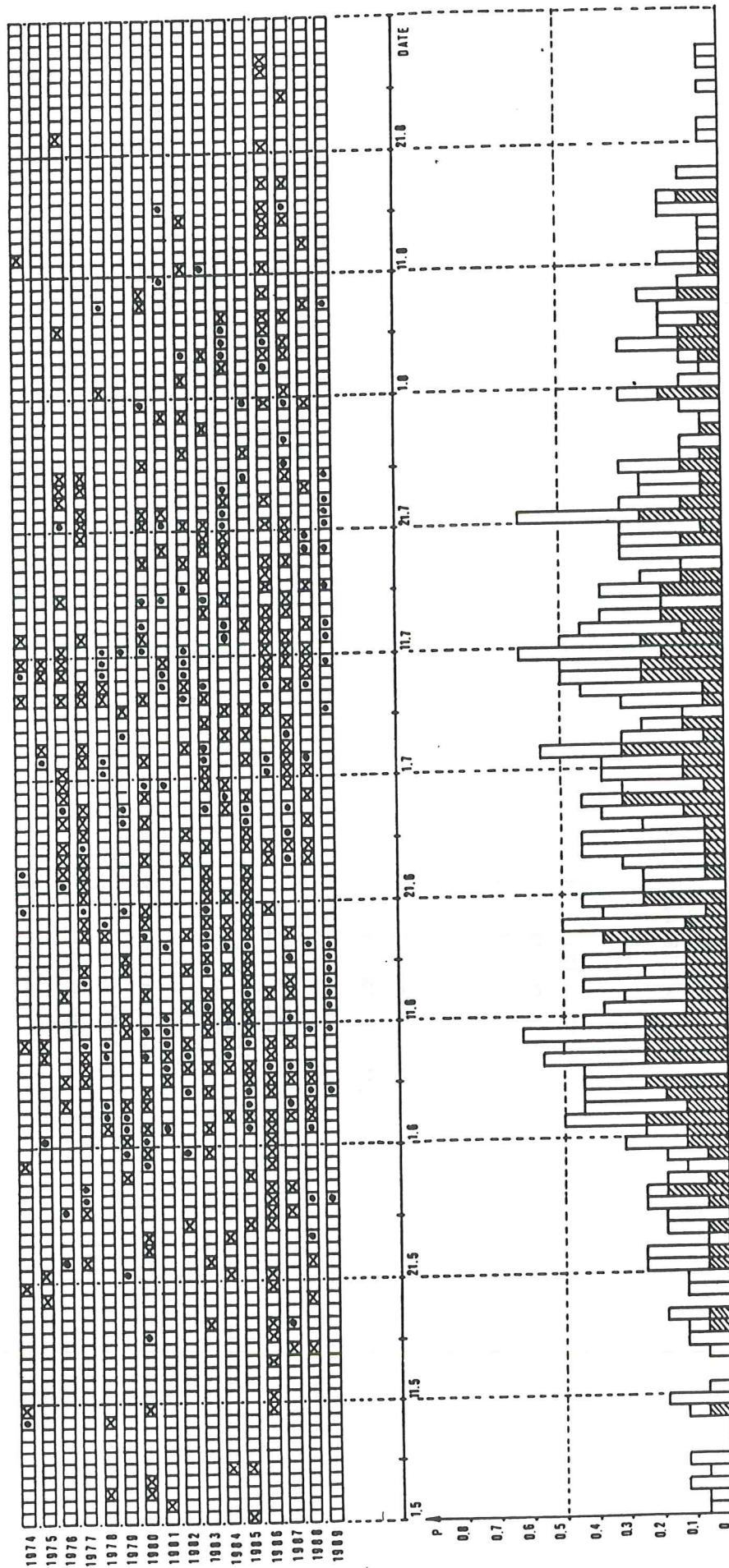


Fig. 1

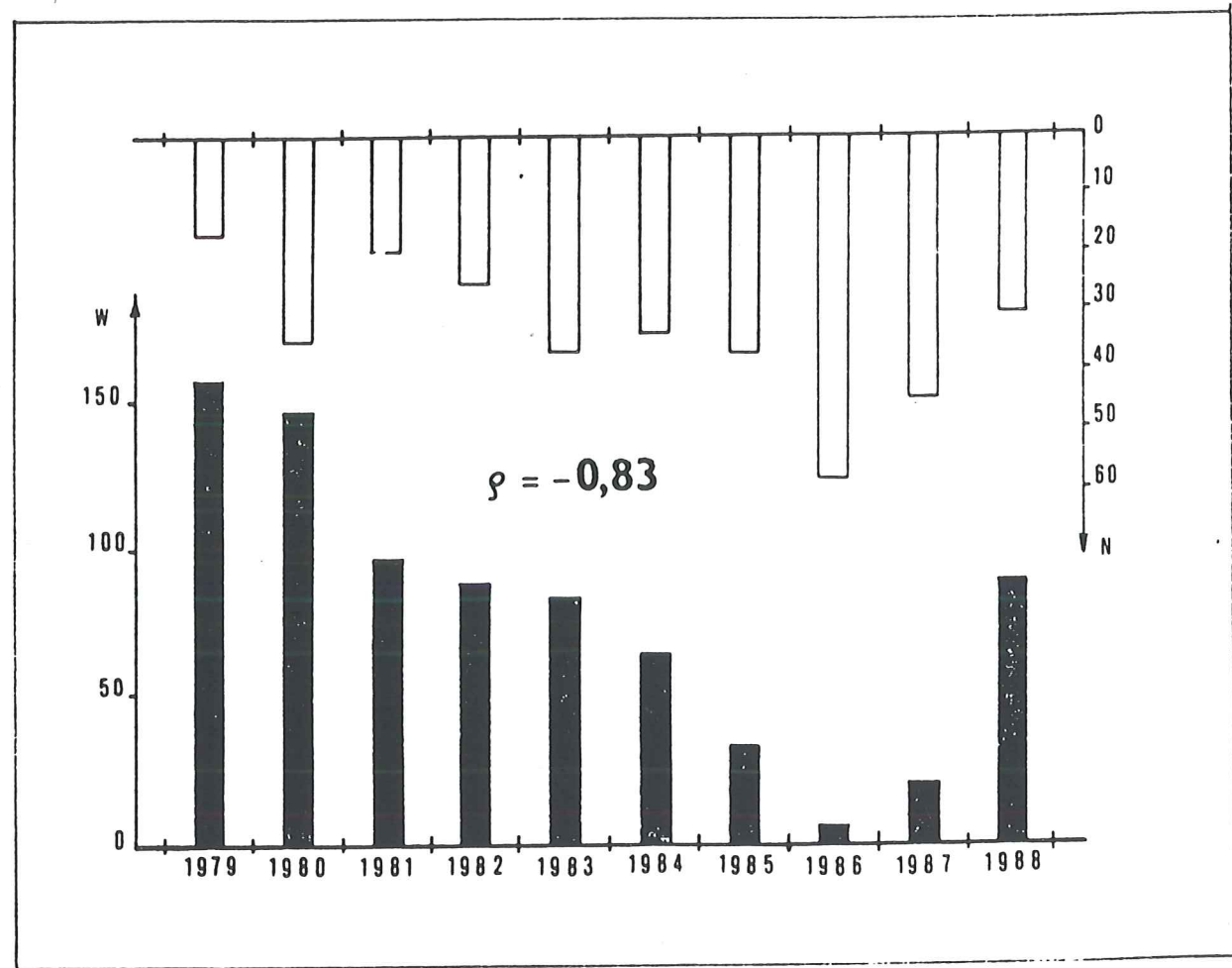


Fig. 2

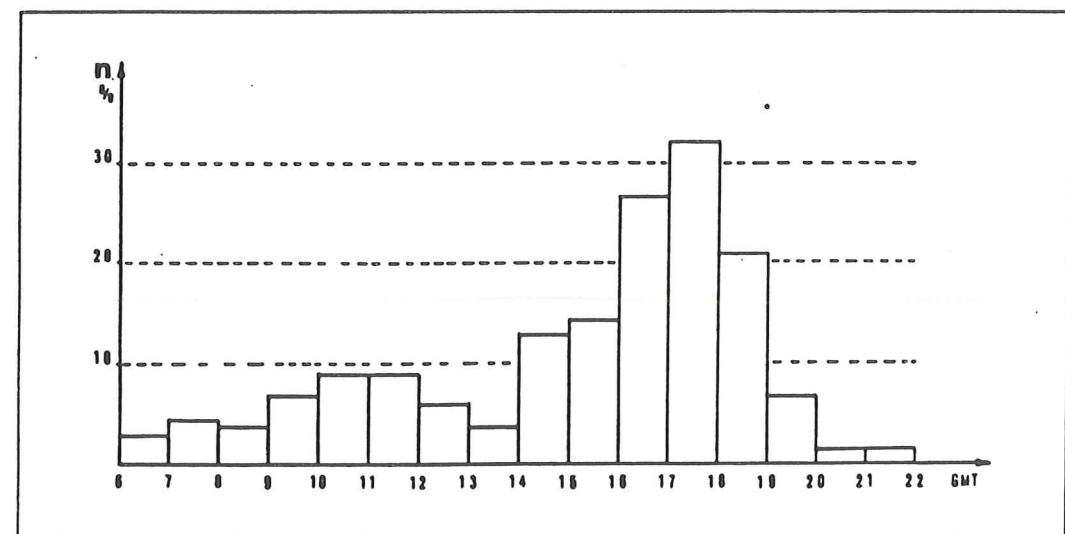


Fig. 3



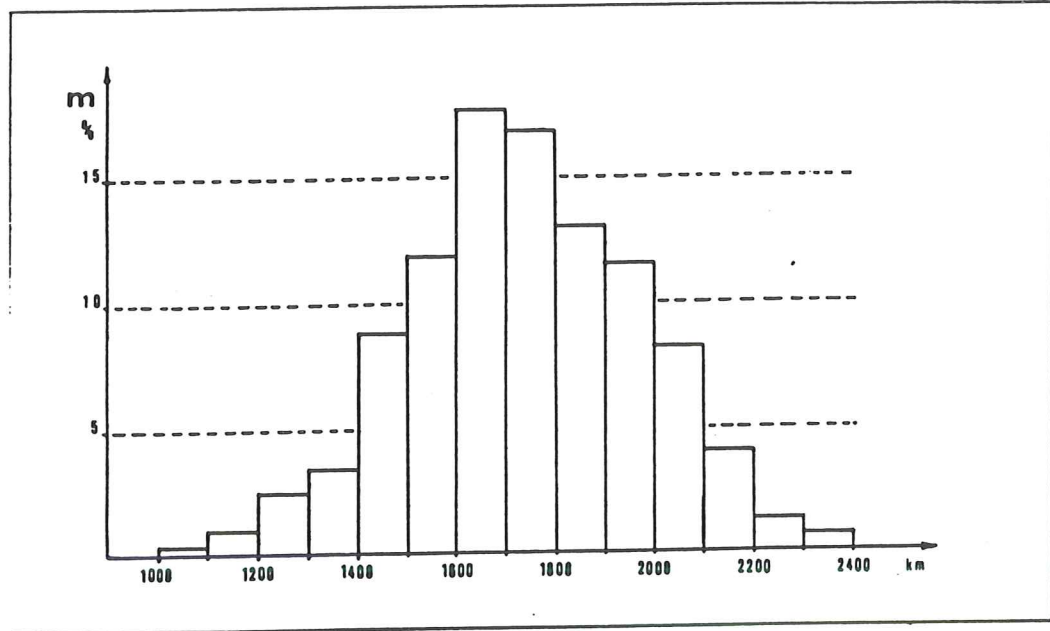


Fig.4

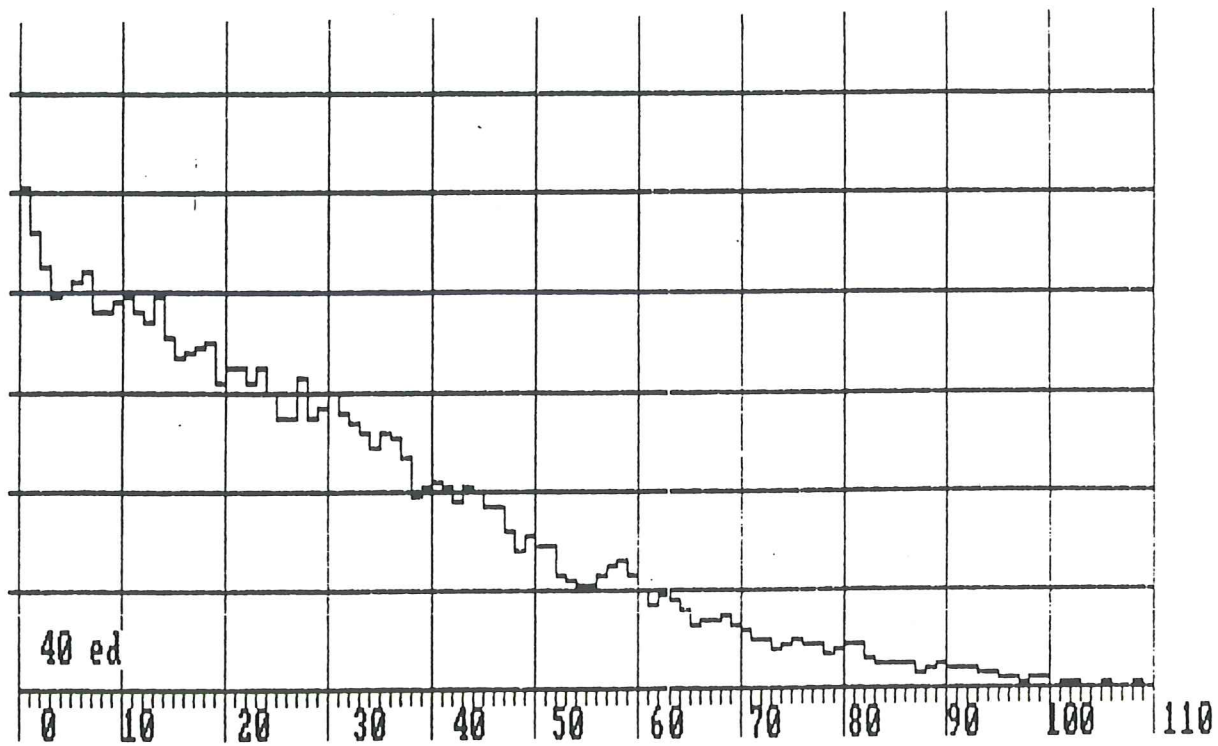


Fig.5

1978

MAY	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
JUNE	31	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
JULY	30	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
AUGUST	30	31	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
	29	30	31												

1986

MAY	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
	29	30	31	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
JUNE	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
	26	27	28	29	30	1	2	3	4	5	6	7	8	9
JULY	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
	24	25	26	27	28	29	30	31	1	2	3	4	5	6
AUGUST	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	1	2	3
SEPTEMBER	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	

1980

MAY	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
	27	28	29	30	31	1	2	3	4	5	6	7	8
JUNE	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	1	2	3
JULY	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
AUGUST	30	31	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
	25	26	27	28	29	30	31						

Fig. 9



F6CGJ  
CJ92

**DEBUTER EN E.M.E.**

SOMMAIRE

EME 1 : *OU EST LE PROBLEME ?*..... p. 3

A) GENERALITES  
B) BILAN D'UNE LIAISON E.M.E.

EME 2 : *L'EQUIPEMENT*..... p. 5

INTRODUCTION : L'embaras du choix

- A) L'ANTENNE
- 1) Yagis
  - 2) Antennes à réflecteur parabolique
- B) LA PUISSANCE
- Ex. d'ampli
- C) LA RECEPTION
- Evidemment les préamplis

EM 3 : *L'HEURE DE VERITE*..... p. 11

- A) LES MESURES
- Antenne ROS réception le soleil
- B) LE TRAFIC
- Poursuite de lune
  - Doppler
  - RST ou TMO
  - Faraday et libration
- C) CONCLUSION
- Il faut bien finir
  - Quelques bonnes lectures

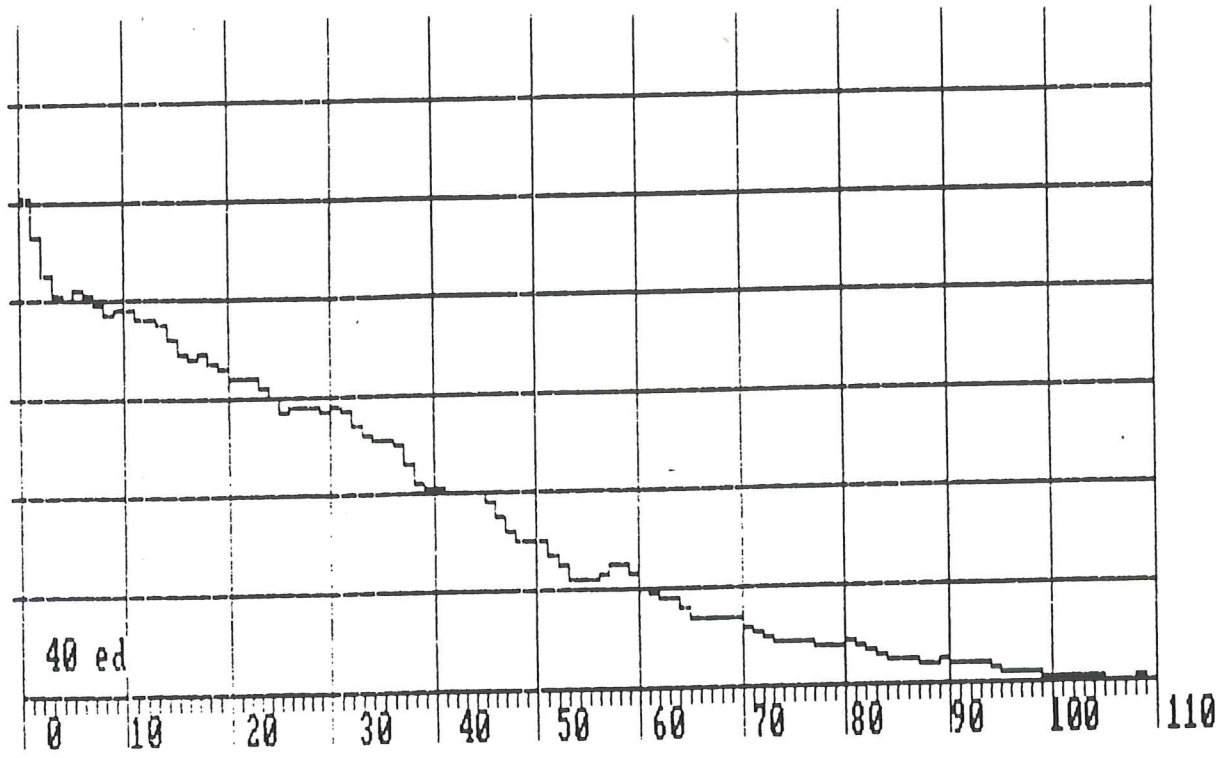


Fig. 6

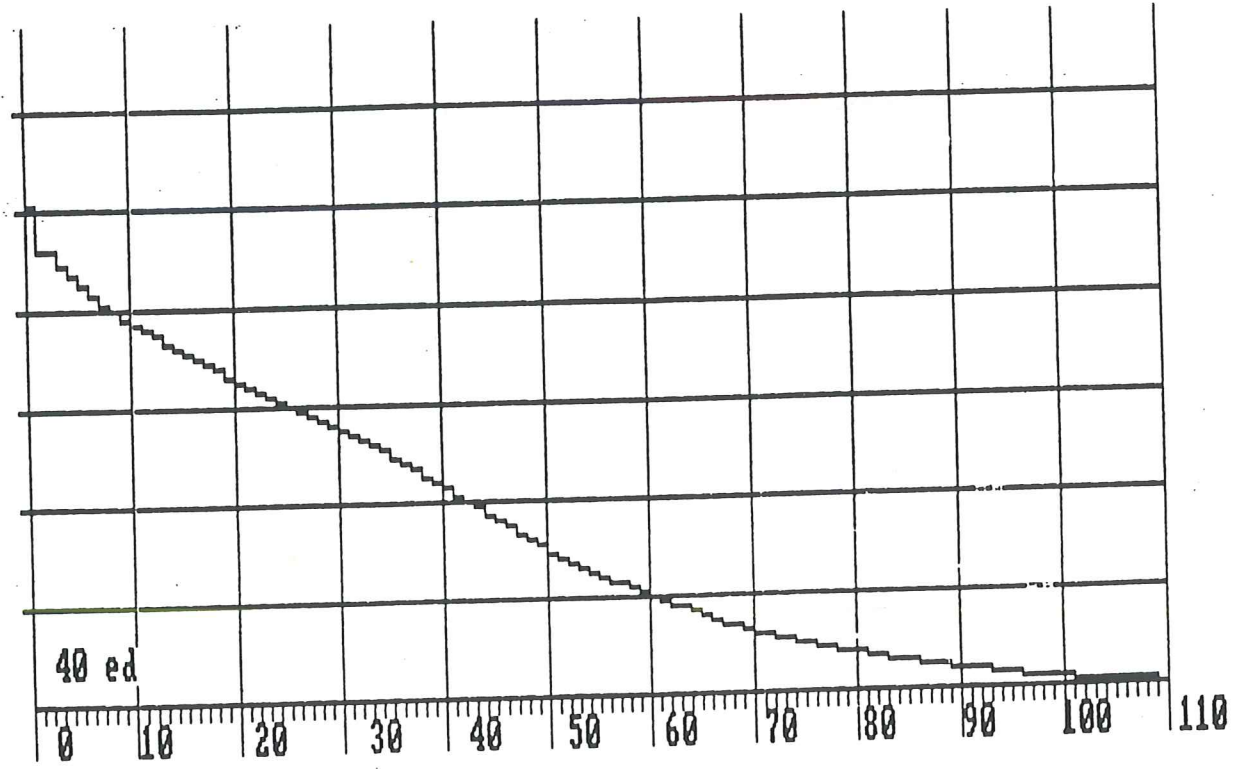


Fig. 7



F6CGJ

DEBUTER EN E.M.E.

E.M.E. 1 : OU EST LA DIFFICULTE ?

A) GENERALITES :

Même si les premières réflexions sur la lune datent maintenant de plus de 30 ans, il n'est sans doute pas inutile de rappeler les principes de base ainsi que les paramètres essentiels de cette activité Radio-Amateur.

Le principe de l'EME est extrêmement simple : il suffit, avec un équipement adapté de viser la lune et d'envoyer un train d'ondes. A la réception, on est supposé recevoir l'écho de cette onde un peu plus de deux secondes plus tard. Il faut immédiatement indiquer que dans la plupart des cas, le signal retour est faible et ceci explique pourquoi il est indispensable d'optimiser tous les maillons de la station E.M.E y compris l'oreille de l'opérateur. Un zeste d'astronomie permet sans doute de situer le problème et de mieux apprécier la principale difficulté à vaincre : l'atténuation due au trajet terre - lune - terre. Voir figure 1.

Sur ce schéma, on remarque que la distance terre - lune varie de 356 à 407 000 km. Partant du fait que l'atténuation est proportionnelle à la distance parcourue, dans le cas d'une réflexion sur la lune le résultat est :

$$A = \frac{\theta L \lambda^2 \delta L}{(16 \pi)^2 D^4}$$

$\theta L$  = diamètre lune

$\lambda$  = Albedo lune ( $\approx 0.06$ )

$\delta L$  = Distance T.L.T. (centre à centre)

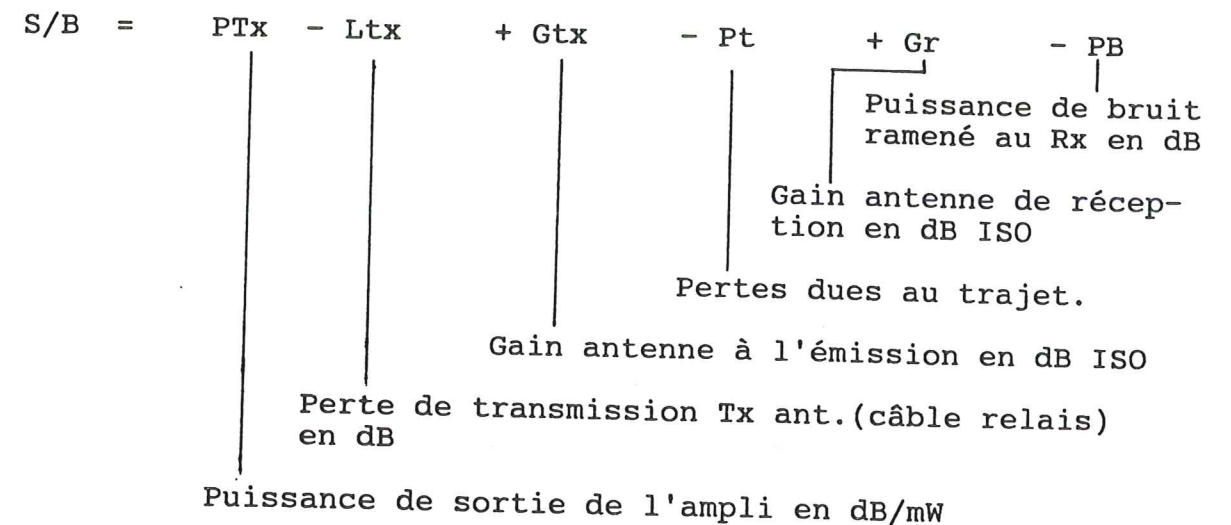
Pour les principales bandes de fréquences utilisées en EME, cela donne :

- 144 MHz    A = 252 dB ± 1 dB
- 432 "     "    262 dB "
- 1 296 "    "    271 dB "
- 2 304 "    "    275,5 dB "

Si ce tableau s'arrête à ces 4 bandes il n'est pas impossible d'envisager l'EME sur d'autres fréquences. Cependant le débutant aura tout avantage à utiliser des bandes déjà bien pratiquées, ne serait-ce que pour trouver aisément des conseils ou un correspondant.

B) Bilan d'une liaison EME :

Il est possible de prévoir les performances d'une station EME, seulement cela demande un peu de maths... Le rapport signal/bruit d'un hypothétique écho se déduit selon la formule suivante :



P<sub>B</sub> : Facteur assez complexe qui prend en compte la température de bruit de l'antenne ex. bruit cosmique, les pertes coax, relais, facteur de bruit de l'ensemble de la partie réception, etc.

P<sub>B</sub> = K    T<sub>SyS</sub> x B                      B = bande puissante en Hz

exprimé logarithmiquement pour être compatible.    K = constante de Boltzmann 1,38 10<sup>-23</sup> W/Hz

T<sub>SyS</sub> = température du système de réception

T<sub>SyS</sub> = T<sub>ant</sub> + T<sub>coax</sub> + L<sub>a</sub> TR<sub>x</sub>

Température de bruit du Rx en °K

Température équivalent la perte due au cax

Température de l'antenne incluant le bruit cosmique atmosphérique et interne



Ex. : Supposons un "bon" groupement de yagi sur 432 MHz

$$T_a < 100^\circ\text{K}$$

$$\begin{aligned} \text{Une liaison coax relais à } 0,5 \text{ dB} \\ F = 1,112 \end{aligned}$$

$$\text{Température de bruit équivalente : } (F - 1) 290^\circ\text{K}$$

$$T_{\text{coax}} = (1,112 - 1) 290 = 35^\circ\text{K}$$

$$\begin{aligned} \text{Une réception à NF total} = 1,5 \text{ dB} \\ F = 1,41 \end{aligned}$$

Température de bruit équivalente :

$$T_{\text{rx}} = (1,41 - 1) 290 = 119^\circ\text{K}$$

$$L_a T_{\text{rx}} = 1,112 \times 119 = 132^\circ\text{K}$$

$$\begin{aligned} - T_{\text{SyS}} &= T_a + T_{\text{coax}} + L_a T_{\text{rx}} \\ &= 100 + 35 + 132 = 267^\circ\text{K} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} - \text{PB} &= 10 \log (K T_{\text{SyS}} \times B) \\ &= 10 \log (1,3810 \times 10^{-23} \times 267 \times 100) \\ &= -184,3 \text{ dBW ou } -154,3 \text{ dBmW} \end{aligned}$$

Supposons un PA délivrant 500 W au shack avec câble de transmission de 1 dB de pertes (400 W à l'antenne)

$$\begin{aligned} - \text{SB} &= P_{\text{out}} - L_{\text{Tx}} + G_{\text{Tx}} - P_{\text{T}} + G_{\text{R}} - \text{PB} \\ &= 57 \text{ dB (500 W)} - 1 \text{ dB} + 26 \text{ dB} - 262 \text{ dB} + 26 \text{ dB} \\ &\quad + 154,3 \text{ dB} \end{aligned}$$

= + 0,3 dB ! Concrètement le signal est dans le souffle de votre récepteur.

REMARQUES : - avec 1 KW ls signaux sont à 3,3 dB

- avec une antenne 2 fois plus importante ils seront avec le KW sus cité... à  $\hat{=}$  8,3 dB ou avec un récepteur à 1,2 dB au lieu de 1,5 de facteur de bruit... Calculez vous-même !

Ces calculs indiquent si l'on entend ou pas ses propres échos.

Il faut ajouter que :

1- dans tous ces chiffres, il a été pris en compte une bande passante B de 100 Hz, même si cela paraît faible, l'oreille humaine + cerveau forment un filtre extraordinairement efficace avec un peu d'entraînement. Cela explique aussi quelques fois la différence entre les opérateurs.

2- Si vous n'entendez pas vos échos, car il vous manque 3 dB, il n'est pas impossible qu'un éventuel correspondant les possèdent.

(Interrogez I5TDJ qui a longtemps trafiqué avec une seule yagi).

Le côté rébarbatif des calculs rebute sans doute l'amateur impatient de passer à l'action. Dans ce cas, qu'il les abandonne pour l'instant mais je parierais fort qu'une fois les premières armes faites, et quand viendra l'heure des signolages et de l'optimisation, il faudra bien y revenir un peu.

Le choix de la fréquence de travail, de l'équipement nécessaire, l'achat de la station ou sa construction sont des éléments intimement imbriqués que nous allons tenter de démêler pour aider ceux qui débutent à éviter certains échecs décourageants.

#### EME2 : L'EQUIPEMENT (cf figure 2)

Avant d'aborder directement la question de l'équipement, il faut s'arrêter sur le choix de la fréquence de travail. Dans l'ordre, on peut indiquer succinctement les avantages et les inconvénients de chacune des 4 bandes envisagées.

144	Matériel facile à trouver schémas nombreux éprouvés	Température de ciel élevée
	Beaucoup d'OM équipés	Parasites domestiques et industriels
	Mises au point plus aisées	Yagi pratiquement imposée (cf Faraday)
432	Matériel encore "trouvable" Bruit d ciel moindre	Attention aux pollutions selon votre site (Syledys et d'autres.)
	Yagi et parabole conviennent	Moins d'OM QRV même si le nombre augmente constamment



- 1296 Faraday définitivement con- Contrôler le niveau de  
tourné par l'utilisation pollution - Attention  
de la polar circulaire aux radars
- Choix de l'antenne simpli- Si l'antenne est QRO,  
fié, ciel froid il ne faut pas négliger  
la précision mécanique  
et la solidité de l'en-  
semble à cause de la  
prise auvent.
- On peut débiter avec 0 3,5 m Les W sont moins faci-  
et 150 W les à obtenir.

- 2304 Bande interdite (voir 2320), très peu d'équipement  
commercial. Si l'on ne fait pas de récupérations  
providentielles, tout est à faire. Mais c'est peut-  
être là, l'intérêt de cette bande.

#### A - L'ANTENNE

Je n'ose pas répéter le vieil adage "Tant vaut l'an-  
tenne..." car il n'a jamais été aussi justifié que dans l'EME.

Il faut tout de même trancher : yagi ou parabole ?

Dans l'état actuel des choses on peut dire sans trop de  
risque d'erreurs qu'à encombrement égal le groupement de yagi  
a plus de gain qu'une parabole. Que, DL6WU et DJ9BV, en Europe  
ont apporté des améliorations décisives à ces antennes nées  
vers 1947. Elles restent cependant monobande et contrer le  
Faraday est laborieux.

Les réflecteurs paraboliques sont plus lourds à  
construire, présentent plus de prise au vent mais sont plus  
froids au niveau bruit (lobe + propre), permettent aisément de  
changer de polar et de bande.

En résumé puisqu'il faut se décider on peut dire que si  
vous vous cantonnez à une seule bande 144 ou 432 le groupement  
de yagi est un bon choix. Si de 432 vous pensez un jour monter  
en fréquence la parabole s'impose.

Dans cette discussion, deux types d'antennes ont été  
envisagées. On peut cependant souhaiter s'investir dans autre  
chose. Les antennes cornet, rideau et Chirex Mesny sont un peu  
oubliées ces derniers temps...

#### 1) LES YAGIS

Il existe d'excellents modèles commerciaux. La plupart  
des fabricants indiquent les distances de couplage E et H pour  
le gain max ou le bruit min (lobes secondaires le plus  
réduit). Il faut déjà indiquer que pour parvenir au gain  
minimum requis, il faudra coupler plusieurs antennes. Il est

courant de grouper 4, 8, 16 antennes. Sur 2 m les liaisons se  
font en coax mais à partir de 432 on préfère pour limiter les  
pertes utiliser des lignes ouvertes à fils parallèles de Z  
= 200. Il faudra vérifier que les antennes du commerce  
permettent ce type d'alimentation. On doit retenir également  
que chaque fois que l'on quadruple le nombre des yagis le gain  
s'accroît de 5 dB environ. Cet ordre de grandeur vaut  
également pour la longueur de boom. En effet, on a montré que  
la qualité d'une yagi n'est pas uniquement proportionnelle au  
nombre de ses éléments.

Pour les "constructeurs" tout de suite une bonne adresse  
en Europe : DL6WU et DJ9BV. En effet, depuis 10 ans, ces  
derniers ont amélioré et optimisé la yagi de base. Il faut  
reconnaître que les résultats sont assez exceptionnels. On  
peut dire qu'avec un minimum de soin des résultats sont  
assurés. J'ai personnellement démarré l'EME avec 8 ant  
432 DL6WU de 4 m, un BFR91 et 350 W. En 144 j'utilise  
4 x 10 el DL6WU (4,5 m) en lever et coucher de lune. Je  
considère cet ensemble comme remarquable compte tenu du coût,  
de l'encombrement et des difficultés de réalisation.

Pour clore ce chapitre, je renverrai le lecteur vers des  
lectures indispensables :

- DL6 WM = Yagi Antenna VHFcom 3/77 4/77
- DJ9 BV = Dubus 4/87 2/91 1/90
- F6HYE = REF 2/91

Ce dernier décrit un superbe ensemble 432 Hz testé et  
éprouvé en contest. A ne pas manquer !

#### 2) Les antennes à réflecteur parabolique

Le principe est simple : un grand miroir reçoit les ondes  
incidentes et les concentre en un point nommé foyer. On place  
à cet endroit un système accordé (dipôles, cornet...) destiné  
à capter l'onde souhaitée. En émission, le processus  
s'inverse. Le gain d'une telle antenne est proportionnel à la  
surface de l'ouverture et peut être calculé grâce à la  
formule :

$$G = 10 \text{ Log} \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \times n$$

D = diamètre  
λ = longueur d'onde  
n = rendement de la source

On retient que, à diamètre égal plus la fréquence est  
élevée plus le gain est important et inversement; que la  
formule fait intervenir la notion de rendement. Ceci  
représente le pouvoir d'illumination du réflecteur par la  
source. 50 % est un ordre de grandeur courant. Si vous affinez  
votre source pour atteindre 75 %, G croît de 1,7 dB ! soit  
3,5 dB sur un aller-retour terre lune... On devine donc qu'il  
y a là encore, matière à expérimentation. On a considéré  
précédemment que pour débiter quatre yagis bien couplées  
convenaient. Pour les paraboles, on peut indiquer les repères  
suivants : pour un minimum de confort en 70 cm, on peut  
recommander un diamètre de 5 à 6 m, en 23 cm, 3 à 4 m semblent



un minimum. Dans tous les cas il est préférable d'utiliser une antenne de taille moindre mais avec une surface de bonne qualité ( la plus proche possible du paraboloïde parfait), et convenablement illuminée. Il faut également savoir que la prise au vent d'une telle antenne est importante et la mécanique associée devra être dimensionnée en conséquence. Retenons enfin que le lobe principal d'une antenne 08 m sur 23 cm et de l'ordre de 3° et qu'avec des moyens amateurs la précision au degré n'est pas toujours si simple à obtenir.

Sur les paraboles de récupération se pose le problème de localisation du foyer. Il faut alors mesurer le  $\theta$ , le creux et  $F = D^2 / 16C$ . Connaissant F on calcule le rapport F/D qui est un élément indispensable pour définir la source.

En 70 cm 2 dipôles en phase devant un réflecteur plan font souvent l'affaire. En 23 cm les cornets sont d'usage courant le "W2IMU" convient pour des F/D de 0,55 et VE4MA propose une version adaptable pour des F/D allant de 0,35 à 0,6. On se souviendra qu'en 23 cm la polarisation est circulaire droite et qu'on l'obtient en utilisant un déphaseur interne au cornet, ou un hybride séparé. Eviter d'inverser le sens de la phase car vous trouverez peu de correspondants même si vos échos reviennent parfaitement. (voir figure 3).

Il n'est pas dans l'objectif de cet article de faire, une description complète. Vous trouverez sans doute moins de littérature sur les paraboles que sur les yagis. Dans le REF je vous suggère les articles suivants :

- F2TU = 12/77
- F6CGJ = 11 et 12/87, 1/88

Le premier vous donnera des indications sur la fabrication d'une parabole "tendue" de 6 m de construction relativement aisée fonctionnant jusque sur 13 cm. Le second propose également une parabole de 6 m de conception différente. Vous y trouverez de plus des généralités et formules fort utiles si vous n'êtes pas familiarisés à ce type d'aérien.

**B LA PUISSANCE**

Si le choix de l'antenne est un paramètre fixé, on peut l'introduire dans la formule du bilan de liaison pour déterminer la puissance minimale nécessaire pour obtenir ses propres échos. C'est une solution, mais à la question quelle puissance en EME, la réponse est simple : un maximum. Moins simple est la façon de l'obtenir. Sur 144, pas trop de problèmes : une paire de 4 x 150 suffit pour démarrer. En 432, les schémas éprouvés tournent autour de tubes tels que 4Cx 250, F 6007, YL 1050, 8877 etc...

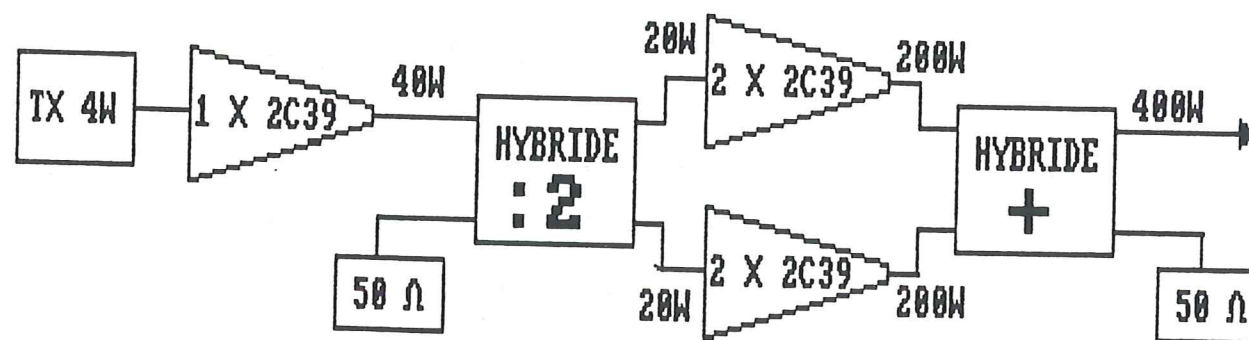
Pour rester succinct, je propose de nous en tenir aux 2 premiers. Dès avril 1972, on trouve sous la plume de K2RIW dans "QST" la description d'un ampli utilisant une paire de 4Cx 250 en parallèle. Ce PA a eu beaucoup de succès car il permet d'atteindre le KW HF sans trop de difficulté. Il faut surtout utiliser les bons supports de tube et après quelques

éventuelles retouches des longueurs de lignes ou capas, on doit parvenir aux résultats annoncés. Voir fig. 4 et 5. Côté mono tube de puissance moyenne, la F6007 de Thomson (600 W dissipation anode) permet d'atteindre le minimum requis, environ 800 W, sans trop de problèmes. Avec ce montage le gain est moindre qu'avec le "K2RIW" mais la stabilité est quasiment assurée. J'ai personnellement réalisé 3 PA de ce type sans noter de difficultés insurmontables. Quel que soit le type de PA il est souhaitable de disposer d'une réserve d'excitation afin de travailler en classe C ce qui fatigue moins le tube et permet des rendements plus élevés.

En 23 cm les schémas ne sont pas très nombreux. On retrouve une description par OE9PMJ autour de la F6007. J'en ai réalisé un certain nombre mais les 500 W stables ont été un maximum laborieusement atteint. Quant au rendement, il ne dépasse guère les 30 %.

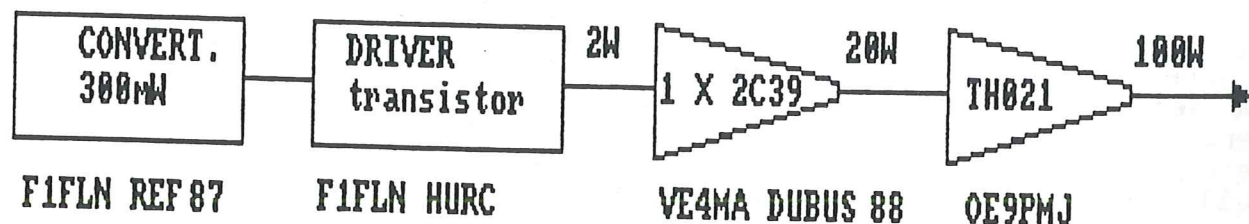
La 2C39 reste encore un tube fort intéressant en 23 et 13 cm. La dissipation anode de ce tube étant de 100 W, il faudra en coupler plusieurs pour atteindre 250 W en 23 cm.

Exemple de montage possible en 23 cm :



Pour le PA monotube, F6CER a proposé une description très efficace dans MEGAHERTZ septembre 1983. Un modèle bitube a été proposé par DC3CT.

Pour le 13 cm les moyens amateurs "normaux" nous amènent dans les parages de 100 W. Le synopsis le plus standard semble être celui ci :



On remarque que dans ce qui précède, la puissance reste synonyme de cube. Ceci est en partie dû aux disponibilités du marché. Il n'est peut-être pas évident pour les plus jeunes OM de se mettre à cette "ancienne" technologie. Il ne leur sera sans doute pas inutile de replonger dans quelques vieilles revues de radioélectricité pour bien maîtriser leur sujet. Les niveaux de puissance indiqués ci-dessus sont obtenus avec des



hautes tensions, alors prudence... Prudence également pour le tube : bien ventiler car hélas aux plus hautes fréquences il produit plus de chaleur que de HF. Le refroidissement à l'eau est une solution intéressante sur 23 et 13 cm. Un mot enfin sur l'alimentation qui doit-être à la hauteur. Un galva pour chaque électrode est une règle que je n'ai jamais regrettée.

Pour éviter d'avoir des délais de commutation qui soient dangereux pour le préampli il est indispensable d'utiliser un séquenceur pour gérer convenablement les différents relais.

Combien de préamplis n'ont-ils pas rendu l'âme au premier passage en émission ? La question a déjà été bien traitée dans le REF aussi suffit-il de s'y reporter.

### C La réception

A la base un bon transceiver VHF/UHF fait l'affaire. Le système convertisseur + station déca est également très utilisé. Pour se déterminer, il convient de retenir les points suivants :

- Faible bruit interne (attention au PLL et aux afficheurs),
- Bonne sélectivité HF et MF (le filtre CW est utile mais pas indispensable),
- Un NB efficace (pas si courant),
- Un décalage TX/RX souple ou RIT  $\pm$  3 KHz minimum,
- Une CAG commutable est utile pour les mesures.

Le point critique est naturellement le préamplificateur qui doit satisfaire trois conditions essentielles :

- Un facteur de bruit le plus faible possible,

ordre de grandeur :	144 = 1	dB
	432 = 0,5	dB
	1 296 = 0,6	dB
	2 304 = 0,7	dB

Les transistors pour les bandes supérieures ou égales à 432 seront As Ga ou HEMT. Souvent coûteux et fragiles, on prendra les précautions d'usage pour les monter et un relais possédant une isolation suffisante pour ne pas dépasser le seuil critique lorsqu'on passe en émission.

- Un gain suffisant pour masquer la perte dans le coax de descente. Il va de soi que le préampli se trouve au plus près de l'antenne. On se souviendra que le premier étage de la chaîne de réception est capitale pour la suite car :

$$F_{TOT} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_2 \times G_1} \quad \text{etc}$$

F = Facteur de bruit et non en DB. G = gain exprimés en coefficients

On note que les deux premiers termes sont extrêmement importants pour la suite. Il est donc courant en EME "d'assurer" en cascade deux préamplis ou en utilisant un préampli à deux étages. Ceci permet d'ailleurs d'utiliser une descente plus légère. Etant donné le niveau, il n'est pas inutile de placer un filtre de bande à la suite de cette préamplification.

La dernière condition est la stabilité des préamplis qui, vu le gain peuvent facilement partir en auto-oscillation.

Un bon préampli se construit sans trop de difficultés ; le plus délicat reste l'optimisation qui peut prendre plus de temps que la réalisation elle-même. (qui n'a jamais espéré 1/2 dB de bruit solaire en plus avec 1/4 de tour en moins sur la capa d'entrée). L'idéal est, bien sûr, de disposer d'un mesureur de bruit mais ce n'est pas toujours facile.

D'excellentes descriptions ont été publiées. On peut les reprendre en confiance : sur 432 F1ELL présentait en 1991 le montage de DL9KR il reste bien sûr d'actualité. G3HUL propose également un montage astucieux reprenant une technique longtemps utilisée avec les tubes : le cascade. Voir Fig. 6

Sur 23 cm F1FLN nous assure < 0,9 dB de NF et un gain de 23 dB - (Vérifié) - Consulter DUBUS et HURC, F1ELL propose une session spéciale préampli 23 cm et DJ9BV a fait récemment une description intéressante dans DUBUS 4/91.

### EME 3 : L'HEURE DE VERITE

- A) Les mesures = l'ensemble assez lourd précédemment décrit, doit être testé maillon après maillon.

- Au niveau de l'antenne quelques contrôles simples s'imposent. Pour les yagis le premier contrôle qui s'impose est la qualité du couplage - Un passage sur le soleil en observant le S mètre indique la forme approximative du lobe. Si le relevé ressemble à un "patatoïde" il est fort probable que la mise en phase d'une ou plusieurs antennes en est la cause. Pour les paraboles il faudra par la même méthode s'assurer que le foyer calculé correspond au foyer réel. On y parvient aisément en faisant plusieurs mesures en décalant la source de  $\lambda/10$  et en notant à chaque fois le niveau de bruit. Cette procédure est indispensable pour placer le centre isophasé de la source au foyer de la parabole.

Le deuxième contrôle est évidemment la mesure de ROS. Il se fait à bas niveau pour éviter les dégâts en cas de problème. Prendre en compte pour cette mesure de l'atténuation du coax émission. Pour les paraboles les sources doivent être optimisées au foyer. Outre les pertes et dysfonctionnements occasionnés sur le TX un ROS trop important entraînera des perturbations sur un préampli optimisé sur 50



- Côté réception le soleil est également d'une aide précieuse même s'il ne représente pas une source de bruit stable à long terme ; il permet en effectuant des mesures systématiques de situer le niveau de performance de votre système de réception. Le principe est simple :

Récepteur en position BLU bande large et CAG déconnectée, chercher un point froid dans le ciel. Un détecteur BF en sortie HP indique une tension E1. Amener l'antenne sur le soleil et faire le mieux pour lire E2. Le niveau de bruit solaire =  $20 \log E2/E1$ . On peut également utiliser le montage suivant :



La lecture du niveau de bruit solaire sera lue directement sur l'atténuateur en ramenant le niveau BF à l'origine. Ordre de grandeur avec parabole 08 m et NF 0,7 db.

Bruit entre 18 et 20 dB selon l'activité solaire en 432 MHz.

Le gain, l'angle du lobe principal de l'antenne, le niveau des lobes secondaires, la qualité du pointage peuvent ainsi être déterminés avec une bonne précision.

Le bruit de sol est également une indication très intéressante à exploiter car il donne une idée de la température de votre système de réception indépendamment du gain de l'antenne. La mesure peut s'effectuer avec la source seule d'un parabole. La dégradation des résultats lorsque la source est au foyer permet de déceler des imperfections de l'illumination ou de qualité du réflecteur. Ordre de grandeur en 432 > 5 db. Il faut pour cette opération pouvoir descendre à des élévations dépassant - 10°.

Pour l'émetteur il faut s'assurer qu'il tient la puissance demandée. Une baisse de niveau en cours de fonctionnement indique probablement une modification des capacités inter électrodes due à un refroidissement insuffisant. Le trafic s'effectuant en cw le problème de la linéarité est moindre. Il est utile de limiter le niveau des harmoniques à l'aide de filtres appropriés.

Le relais coaxial s'il est d'origine inconnue doit être testé au niveau isolation. Un simple mW mètre dans la voie RX et P max dans la voie TX indique le niveau résiduel de HF que recevra le préampli (ne pas dépasser 100 mW).

Ces quelques tests et contrôles passés avec succès, nous sommes prêts pour le trafic.

## B. LE TRAFIC

Maintenant que tout semble affûté au mieux, vient l'heure de vérité. Au prochain passage de lune nous allons procéder aux premiers essais. Le pointage à vue est bien sûr hors de question. Il va falloir s'aider d'une table d'éphémérides ou utiliser un micro-ordinateur et logiciel ad hoc. On dispose ici de deux sources :

- VK3UM voir Fig. 6
- FIEHN. à consulter sur place.

Ils nous proposent deux logiciels très complets indiquant la position de la lune, du soleil, des principales radio sources, etc. Tous deux sont prévus pour asservir les rotors. Deux produits performants qui facilitent grandement le trafic.

La lune est dans la ligne de mire. On envoie un long trait ^ une seconde (on ne l'a peut-être pas assez dit mais en EME on préfère souvent la CW). Les relais commutent, le PA indique bien les valeurs habituelles, pas ou peu de ROS, bref on relâche et le système bascule sur écoute... Rien. Un peu déçu on recommence, mais toujours rien. Pas de panique ; en consultant l'écran du micro-ordinateur on note un écart émission réception de 1,2 KHz. L'effet Doppler renvoie notre signal 1 KHz plus haut, il faut donc rattraper l'écart au RIT. On note au passage que l'effet Doppler n'est pas constant il faut donc modifier régulièrement ce décalage.

Après modification, nouvel essai et dans le fond du souffle, on dirait bien un écho mais c'est bien faible.

Essai après essai, on affine le pointage, la bande passante MF ou la tonalité BF et cette fois, c'est sûr on a le retour. Moment historique qu'aucun "EMiste" n'a oublié !...

Avec un peu de chance on trouvera même un correspondant en random vers 432.010. Mais redevenons plus sérieux, le trafic lui aussi est organisé. On peut trafiquer en toute liberté (random) ou sur rendez-vous (sked). Le VHF net sur 14.345 permet de s'informer à ce sujet.

En sked, il faut respecter des périodes de 2,5 min. Quel que soit le type de trafic les reports sont identiques : TMO ou RST. Avec la banalisation de l'EME et surtout l'augmentation des niveaux, le RST l'emporte souvent. On réserve le TMO aux cas difficiles ou aux urgences des contests. En bref:

- T = quelques lettres copiées,
- M = indicatif complet (avec parfois un doute),
- O comme OK s'accompagne souvent d'une bonne série de R comme Roger...



Quoi qu'il en soit, pour se familiariser, il suffit d'écouter et d'écouter encore. On constate alors que le trafic est souvent perturbé, les niveaux fluctuent comme en tropo et la bande est déserte. Voici quelques uns des troubles fêtes :

- Le Faraday : en 144 et 432, on constate parfois des rotations de polarisation. L'onde réfléchie revient décalée de quelques dizaines de degrés et les signaux descendent dans le souffle. Remède : source rotative ou groupement rotatif (CF K1FO). Ce phénomène est contré sur 23 et 13 cm par l'utilisation de la polar circulaire. Le plus souvent pour les yagis, il faut s'armer de patience.

- L'effet de libration qui crée un QSB rapide dû à la surface de la lune qui n'est pas plane. L'onde réfléchie est donc déformée et les signaux sont souvent difficiles à décoder. Patience encore !

- La position de la lune est un facteur important qui a été évoqué dans le 1er chapitre de cet exposé. Entre périgée et apogée une différence de 2 dB apparaît dans le tableau des atténuations. Cet écart devra être pris en compte pour les skeds difficiles. Les WE d'activité, les contests REF et ARRL sont placés à des périodes fastes et permettent tous les espoirs aux petites stations. Ne parlons pas de la nouvelle lune où soleil et lune sont en conjonction et le niveau de bruit solaire masque tous les échos.

### C) Conclusion

Je souhaite que ce trop long exposé ne soit pas dissuasif pour les débutants qui n'avaient pas forcément pressenti toutes les difficultés inhérentes à l'EME. Je précise de plus que cet article est loin d'être exhaustif et que les OM qui pratiquent ce genre de sport sont loin d'avoir tout inventé ou découvert et enfin le travail ou l'argent nécessaire ne sont pas le premier handicap. Un projet de club ou de groupe d'amis est sans doute la meilleure des solutions pour parvenir rapidement à réaliser l'équipement de base. Une telle équipe saura mettre en commun les connaissances et compétences de chacun dans tous les domaines utiles au projet, de l'étanchéité d'une prise N à l'apprentissage de la CW n'en déplaise à F1ANH qui a débuté en 70 et en 23 cm BLU !

73's et à bientôt via la lune ! F6CGJ

Lectures complémentaires :

Radio REF = 5/84 2/84 5/83 8 et 9/83 6/82

VHF comm = 3/83 1/84 4/84 2/80 2/85 3/85  
2/86 3/86 2/87 3/88 etc...

DUBUS = 3 et 4/91 1/90 4/87 1 et 3/86 3 et 4/85  
4/88 2/91 1/91 3/89 4/90

"Calcul astronomique pour amateurs" S. BOUIGES MASSON

"432 and above EME News Letter" K2UYH. Elect. ENGR.DPT  
Trenton State College  
Trenton NJ 08650 - 4700

Suite PA 432 MHz F 6007

Alimentation :

Ua = 2 kv ^ 1 A  voir notice Thomson  
fil 6,3 V 5,5 A  
UK 30 V 50 mA

Mise sous tension :

Chauffer longuement le tube avant de le faire débiter  $\approx 80$  mA

Appliquer PIN  $\approx 3$  W en CW (avec HT éventuellement réduite)

Effectuer sur charge le dégrossi des réglages : le creux de plaque est très franc à basse puissance.

Le réglage d'entrée est également très net.

Après le dégrossi appliquer  $\approx 20$  W et reprendre les réglages précautionneusement au niveau de l'accord anode et de la charge. Le max de HF correspond toujours au creux de plaque. Sinon voir ROS.

Si sur un long trait CW le niveau HF tombe, le tube est insuffisamment refroidi. (diminuer Pin).

Le circuit d'entrée devient très mou au-delà de 15 W.C de charge est au maximum (inutile de bidouiller, la valeur de C1 est suffisante même en butée).

Ce PA est inconditionnellement stable s'il voit 50  $\Omega$  à l'entrée et à la sortie. Bien refroidi (A et K), avec un bon tube, 1 KW HF sont accessibles... mais prudence !



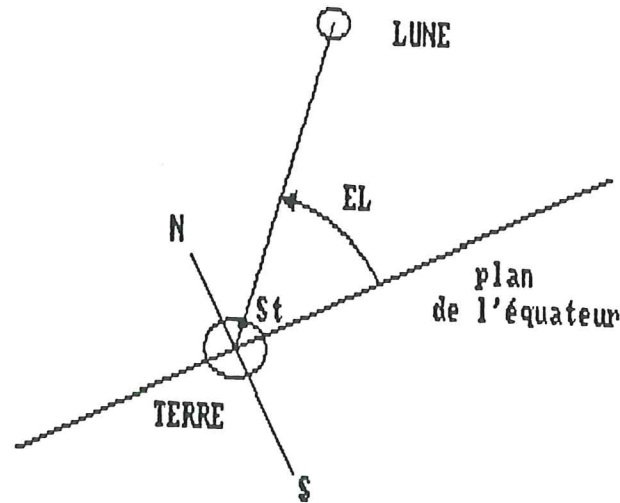
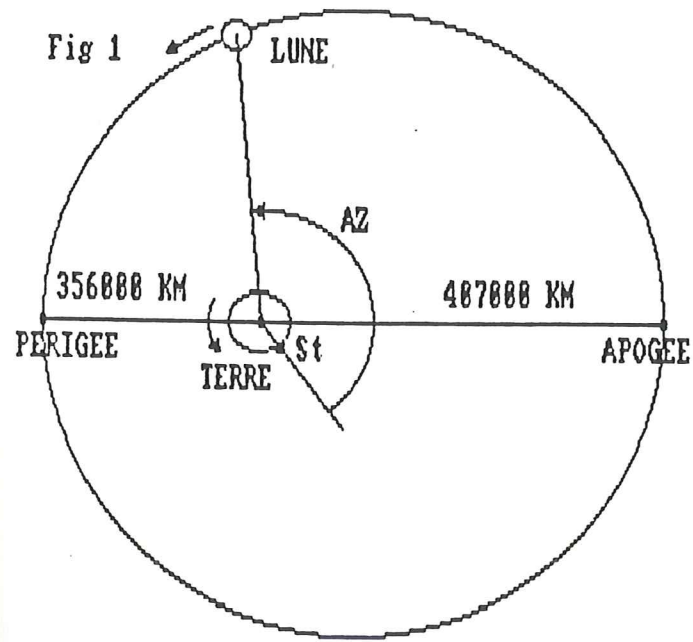
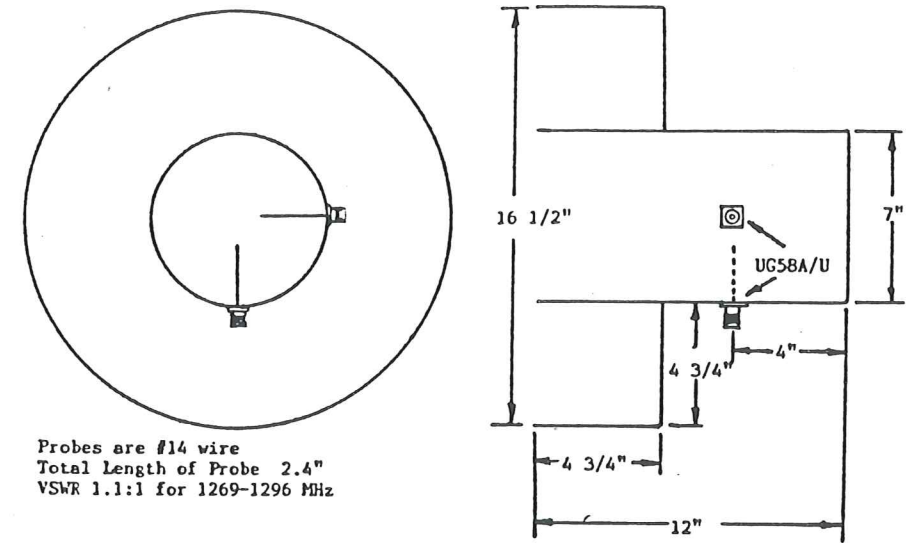


Fig 3

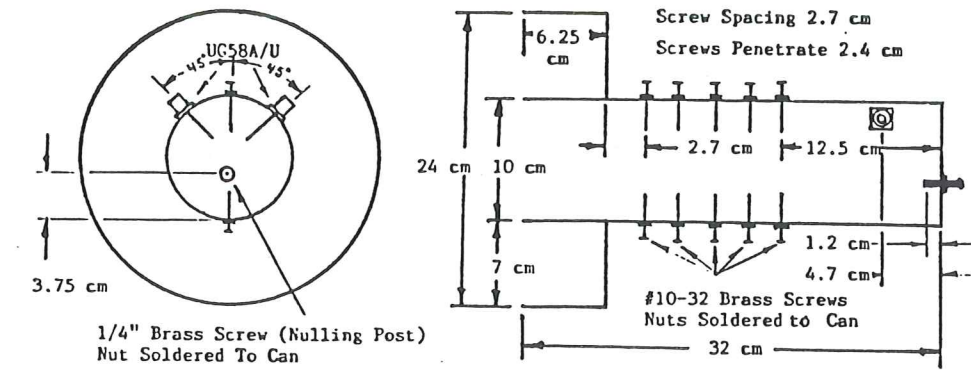
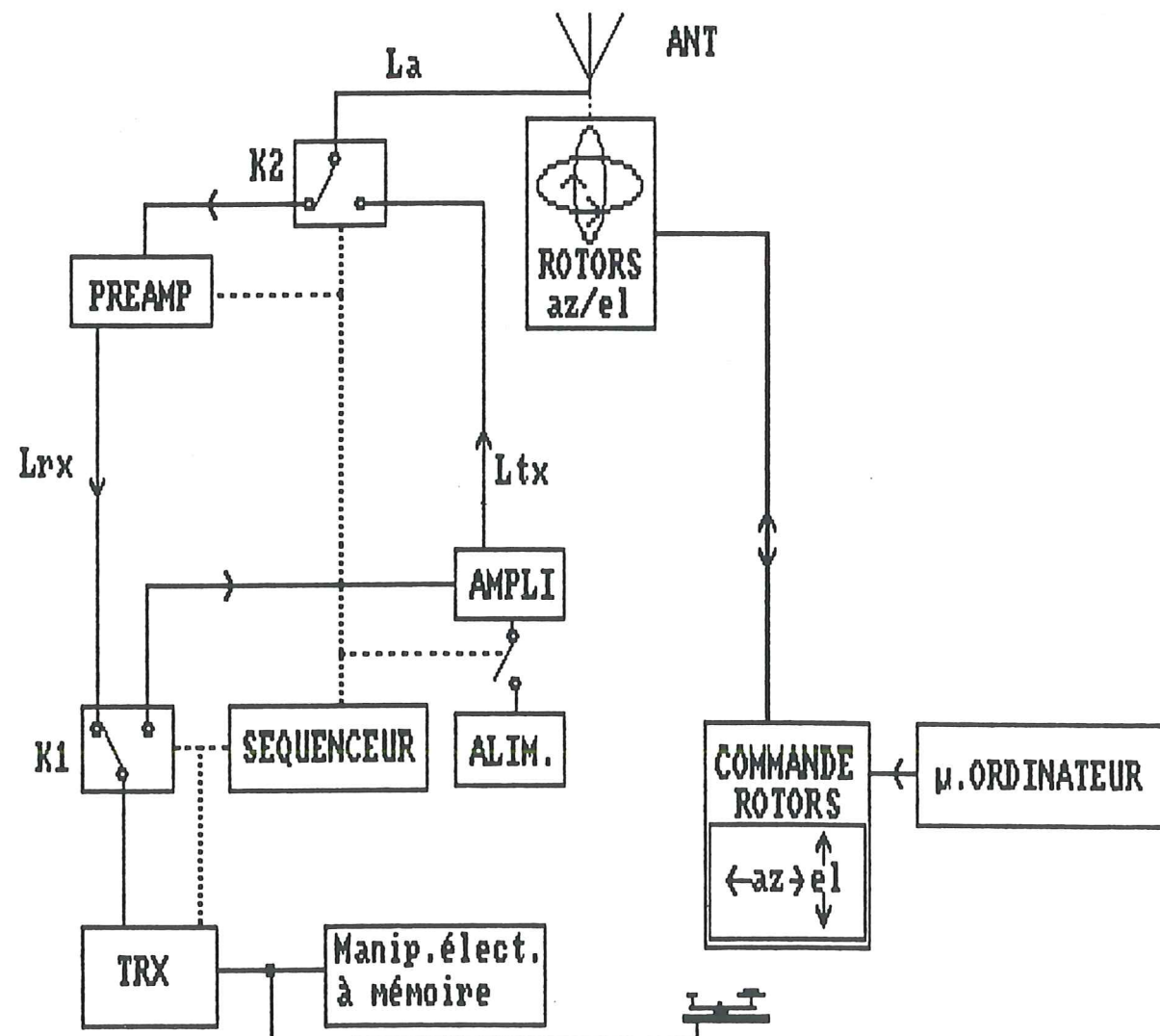
Exemple de source pour parabole VE4MA



Probes are #14 wire  
Total Length of Probe 2.4"  
VSWR 1.1:1 for 1269-1296 MHz

FIGURE 1 23 cm FEEDHORN

Fig 2



1/4" Brass Screw (Nulling Post)  
Nut Soldered To Can  
Probes are 3.15 cm Inside Can #14 Wire  
VSWR Measured 1.06:1  
Isolation 30dB

13 cm FEED HORN

SCALAR RING POSITION VS. DISH F/D FOR 13 AND 23 cm

	0.5	0.45	0.40	0.35	0.30	0.25
13 cm low noise, relative position (in/cm)	0.5/1.3 Forward	0.375/0.95 Forward	0/0 Flush	0.1875/0.48 Back	0.4375/1.11 Back	0.5/1.3 Back
13 cm maximum gain, relative position (in/cm)	.125/.32 Forward	0/0 Flush	.25/.63 Back	.4375/1.11 Back	.625/1.59 Back	-
23 cm low noise, relative position (in/cm)	0.888/2.3 Forward	0.666/1.7 Forward	0/0 Flush	0.33/0.8 Back	0.777/2.0 Back	0.888/2.3 Back
23 cm maximum gain, relative position (in/cm)	0.222/.56 Forward	0/0 Flush	.444/1.13 Back	.777/1.98 Back	1.11/2.82 Back	-

- "Forward" is where the plane of the scalar ring is forward of the front edge of the main waveguide.

- "Back" is where the plane of the scalar ring is back from the front edge of the main waveguide (towards the probes).



Fig 4 PA mono-tube 432MHz (F6007)

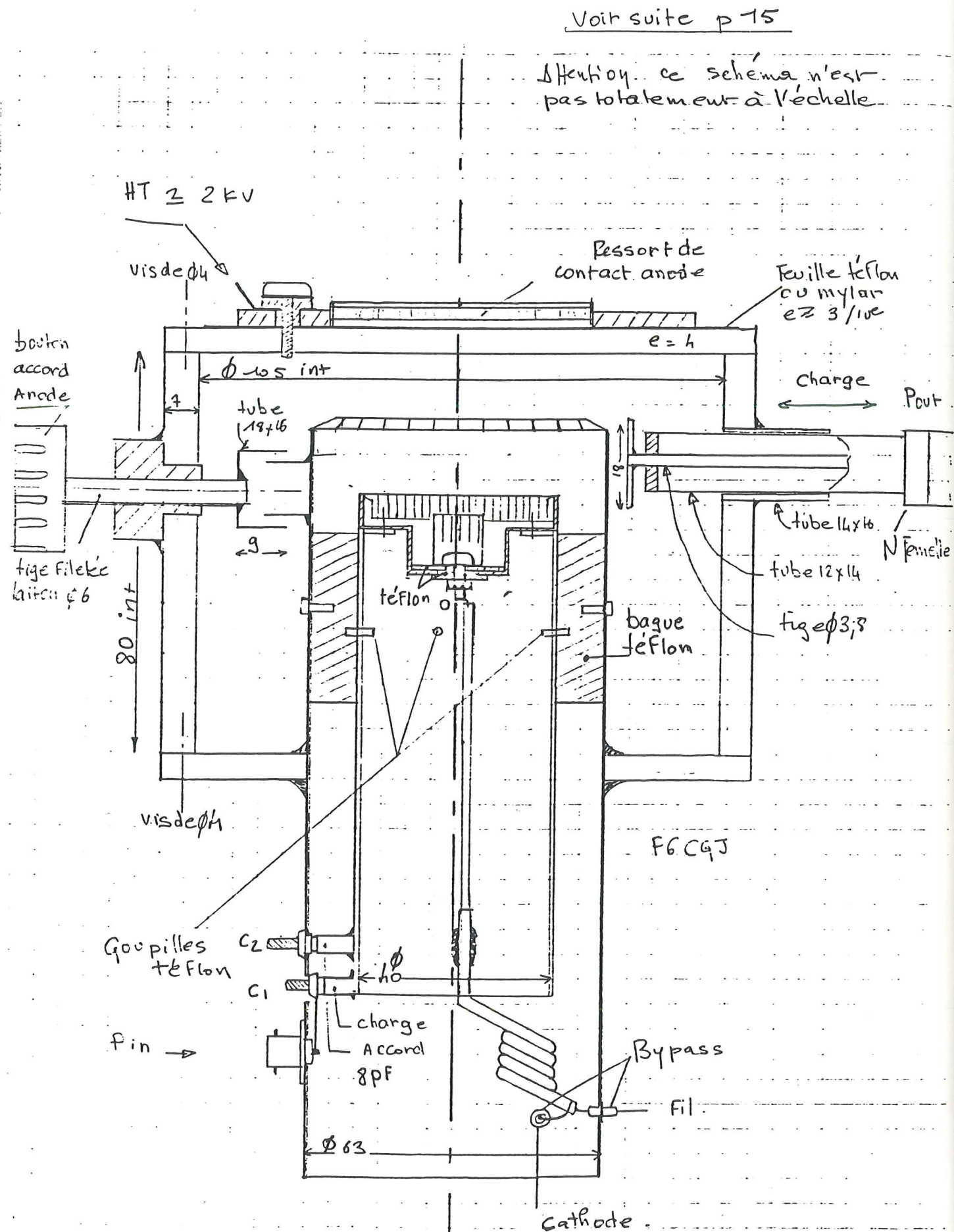
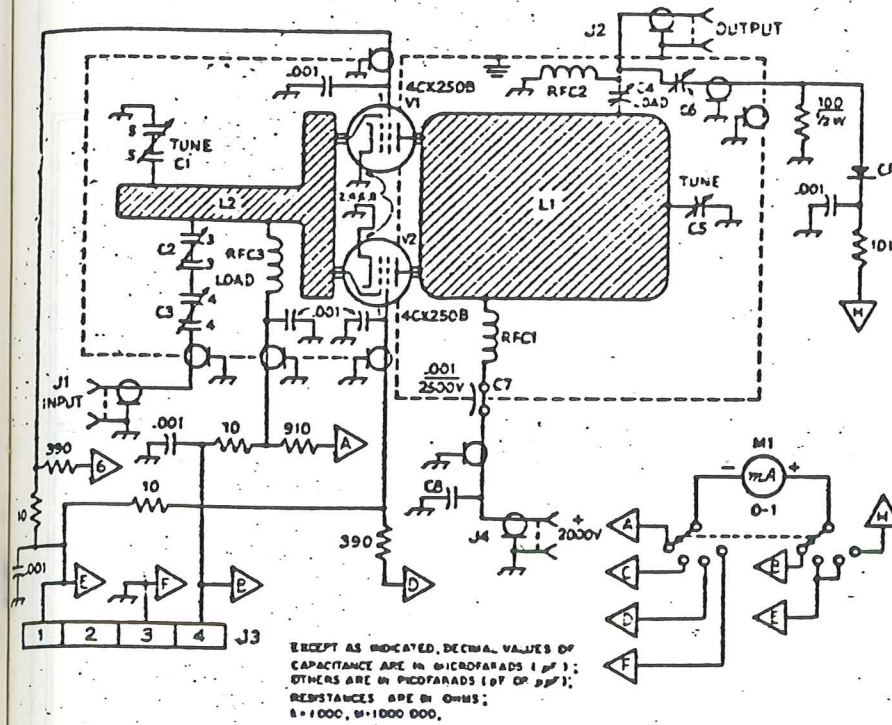
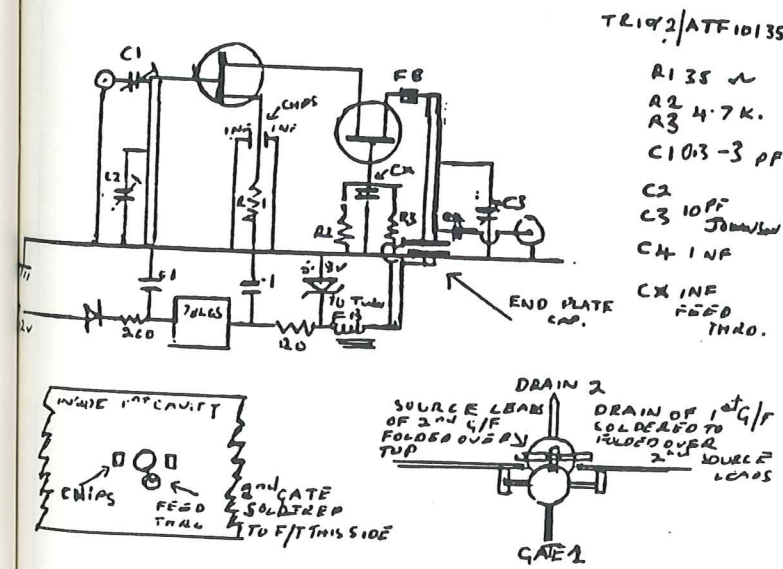


Fig 5 PA 432MHz K2R1W



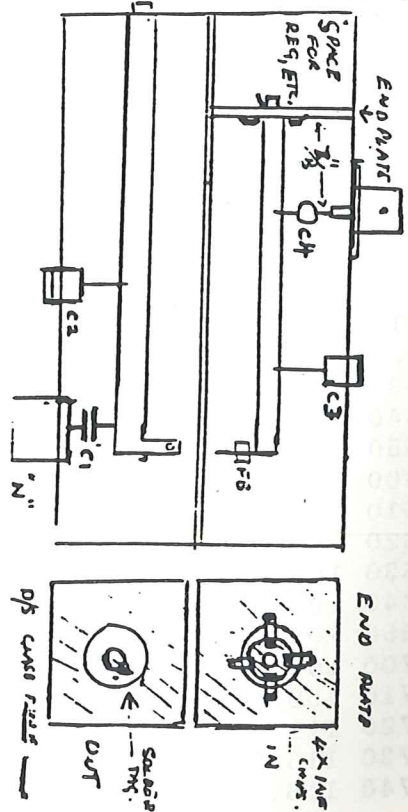
- Fig. 13-44 — Schematic diagram and parts information for the 432-MHz kilowatt amplifier. In the interest of conveying mechanical information, some parts are not shown in conventional schematic form.
- C1 — 5-pF per section butterfly (Johnson 160-205).
  - C2 — 3-pF per section butterfly (Johnson 160-203).
  - C3 — 4.5-pF per section printed-circuit butterfly (Johnson 189-251-5).
  - C4 — String-driven loading capacitor. See text and Fig. 13-43.
  - C5 — String-driven tuning capacitor. See text and Fig. 13-43.
  - C6 — Copper disk, 1/4-inch dia, 3/16 inch below J7 center conductor. See text.
  - C7 — .001- $\mu$ F 2500-volt feedthrough (Erie CSK-711).
  - C8 — .001- $\mu$ F 3000-volt disk ceramic.
  - CR1 — Hewlett-Packard HP-2301 diode.
  - J1, J2 — N-type coaxial fitting.
  - J3 — 4-pin male power connector.
  - J4 — High-voltage connector (MHV type).
  - L1 — 5 X 9-inch double-sided glass-epoxy circuit board. Round corners 5/16-inch radius. (Half-wave strip-line.)
  - L2 — Half-wave grid circuit, flashing copper. See Fig. 13-47.
  - RFC1 — 5 turns No. 18, 1/4-inch dia, 1 inch long, axis vertical.
  - RFC2 — Like RFC1, but 1/2 inch long.
  - RFC3 — 0.1- $\mu$ H rf choke (Ohmite Z-460).
- Meter functions: Position A-B — grid current, 100 mA; C-E — Screen current, V1, 50 mA; D-E — screen current, V2; F-H — relative power output.

Fig 6 Exemple de préampli 432MHz G3HUL



G3HUL send in details of a 70 cm preamp using a cascode design which offers highly stability and low noise.

ing reports that his preamp is extremely stable. The cavities are made from PCB. With no silver plating, it has a gain of 28 dB and a NF= .37, as measured on an HP8970A. The two GaAs FETs are mounted almost on top of each other. The source leads of the 2nd are folded over to top, and the drain of the 1st FET is soldered to them. The gate of the 2nd FET is soldered to the feed-through cap in the 1st cavity. This cap is positioned just below the hole between the 2 cavities. The two 4.7 K resistors are soldered to the other side of the feed-through in the 2nd cavity. (It might be easier, if the chips, feed-through and GaAs are mounted on a small detachable plate as per DL9KR's design.) The design can ofcourse be used with other GaAs FET types. FETs should have similar characteristics and the supply voltage must be set for twice the that of one alone.



cavité est similaire au modèle DL9KR -



Fig 7 Logiciel de poursuite VK3UM

HOME LOCATION				DX LOCATIONS Australia		Page 1
Call Sign	F6CGJ	UTC Zone 1.0		1 Adelaide	9 Launceston	
Location	MILIZAC			2 Albany	10 Melbourne	
Latitude	48 deg 27 min	0 sec	N	3 Alice Springs	11 Mt Gambier	
Longitude	4 deg 32 min	0 sec	W	4 Brisbane	12 Newcastle	
Printer	OFF	Beam Width	5°	5 Cairns	13 Perth	
Time	Winter	Frequency	432 MHz	6 Canberra	14 Sydney	
Window	AZ/EL	Interval	10 min	7 Darwin	15 Townsville	
				8 Hobart	16 Wollongong	

OPTIONS

- Parameter Change Menu.
- HOME LOCATION - MOON. Real Time Sequence Tracking.
- HOME LOCATION - MOON. Sky Noise, Doppler & Sun (when visible).
- HOME LOCATION and DX LOCATION. Common Windows, Doppler and Phase.
- HOME LOCATION - SUN and Moon (when visible).
- HOME LOCATION - Quiet and Noise Sources.
- Distance and EME Budget Calculator.
- Y Factor Calculator.
- \*Esc Return to DOS

VK3UM EME PLANNER Thorn 88

1 January 1980

```

=====
CON LOCATION Winter Time Location F6CGJ MILIZAC
TC Saturday 11/ 4/1992 Beam Width 3° 48:27: 0 N 4:32: 0 W
===== Moon ===== Sun =====
UTC Local AZ EL RA DEC GHA TK HM-HM dB AZ EL
=====
1230 1330 68.2 1.3 128.1 16.0 259.4 17 2564 -0.00 184.2 50.0
1240 1340 70.0 2.7 128.2 16.0 261.8 17 2591 -0.00 188.0 49.8
1250 1350 71.8 4.2 128.3 15.9 264.2 17 2614 -0.00 191.8 49.5
1300 1400 73.5 5.7 128.4 15.9 266.6 17 2632 -0.00 195.6 49.1
1310 1410 75.3 7.3 128.5 15.9 269.0 17 2645 -0.00 199.3 48.6
1320 1420 77.1 8.8 128.6 15.9 271.4 17 2653 -0.00 202.9 48.1
1330 1430 78.8 10.3 128.7 15.8 273.8 17 2657 -0.00 206.4 47.4
1340 1440 80.6 11.9 128.8 15.8 276.2 17 2656 -0.00 209.9 46.6
1350 1450 82.4 13.4 128.9 15.8 278.6 17 2651 -0.00 213.2 45.7
1400 1500 84.1 15.0 129.0 15.7 281.0 17 2641 -0.00 216.5 44.8
1410 1510 85.9 16.6 129.1 15.7 283.5 17 2626 -0.00 219.6 43.8
1420 1520 87.7 18.2 129.2 15.7 285.9 17 2606 -0.00 222.6 42.7
1430 1530 89.5 19.8 129.3 15.6 288.3 17 2582 -0.00 225.6 41.5
1440 1540 91.4 21.3 129.4 15.6 290.7 17 2554 -0.00 228.4 40.3
1450 1550 93.2 22.9 129.5 15.6 293.1 17 2520 -0.00 231.2 39.0
1500 1600 95.1 24.5 129.6 15.5 295.5 17 2482 -0.00 233.9 37.7
1510 1610 97.0 26.1 129.7 15.5 297.9 17 2440 -0.00 236.5 36.4
1520 1620 99.0 27.7 129.8 15.5 300.3 17 2394 -0.00 239.0 35.0
1530 1630 100.9 29.2 129.9 15.4 302.7 17 2343 -0.00 241.4 33.5
1540 1640 103.0 30.8 129.9 15.4 305.1 17 2288 -0.00 243.8 32.1
1550 1650 105.0 32.3 130.0 15.4 307.6 17 2229 -0.00 246.1 30.6
1600 1700 107.2 33.8 130.1 15.3 310.0 17 2165 -0.00 248.3 29.0
1610 1710 109.4 35.3 130.2 15.3 312.4 17 2098 -0.00 250.5 27.5
1620 1720 111.6 36.8 130.3 15.3 314.8 17 2027 -0.00 252.6 25.9
1630 1730 113.9 38.3 130.4 15.2 317.2 17 1953 -0.00 254.7 24.3
1640 1740 116.3 39.7 130.5 15.2 319.6 16 1875 -0.00 256.8 22.7
=====

```

L'EFFET FARADAY DANS LA PROPAGATION TRANSIONOSPHERIQUE

Par Bernard LANDREVOT - F6FTN

I - INTRODUCTION

Un signal radiofréquence qui traverse l'ionosphère est altéré par le fait que le milieu est composé d'un gaz partiellement ionisé (plasma), qui, sous l'influence du champ magnétique terrestre, est rendu anisotrope. Des variations importantes des caractéristiques du signal radioélectrique (exemple: rotation du plan de polarisation...) sont dues à la variation temporelle de la densité électronique des couches ionisées traversées. Les conséquences principales sont:

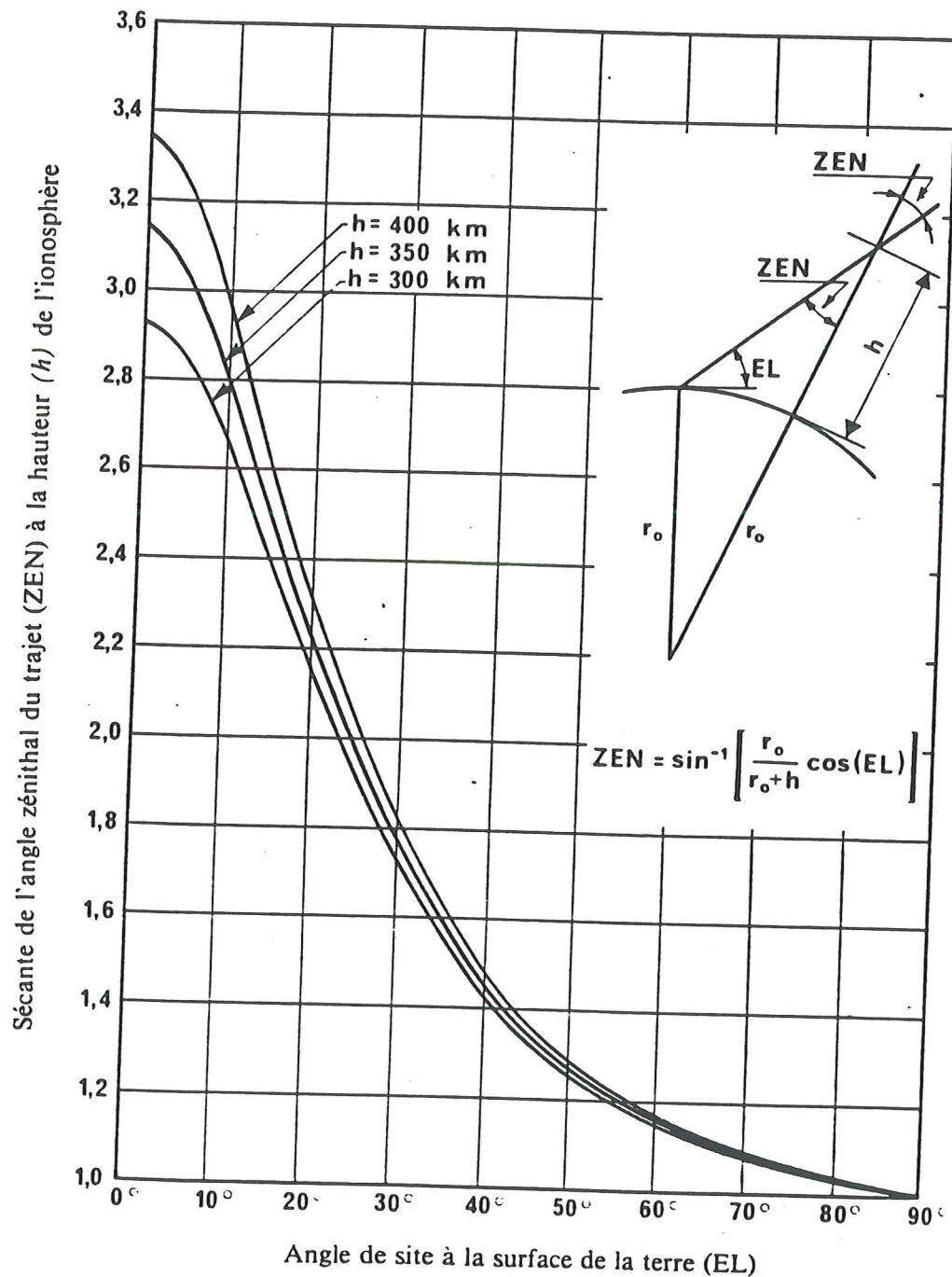
- une scintillation des signaux
- une atténuation par absorption
- un changement de la direction d'arrivée
- un retard de propagation
- un changement de fréquence (Doppler)
- une rotation du plan de polarisation

A l'exception du phénomène de scintillation, tous les autres effets mentionnés sont proportionnels, au premier ordre, au *CONTENU ELECTRONIQUE TOTAL* (noté *CET* ou *TEC*) ou sa dérivée temporelle, intégrés sur le trajet radioélectrique.

II - CONTENU ELECTRONIQUE TOTAL

Un paramètre de la distribution de l'ionisation qui présente un grand intérêt pour la détermination des effets de la propagation transionosphérique est l'intégrale  $\int Nds$ , que l'on appelle "contenu électronique intégré" ou "contenu électronique total", CET, le long du trajet qui relie l'émetteur au récepteur. Lorsqu'on parle du CET sans autre précision, on désigne le contenu en électrons d'une colonne verticale de section droite égale à l'unité, alors que, dans les applications pratiques, c'est généralement du contenu le long d'un trajet oblique dont on a besoin. Par conséquent, il importe de toujours bien préciser s'il s'agit des valeurs d'une colonne verticale ou d'une colonne oblique. Ces deux valeurs sont entre elles dans un rapport dont on admet souvent qu'il est simplement égal à la sécante de la distance zénithale du trajet du rayon à une altitude dans l'ionosphère voisine du maximum d'ionisation de la couche F, généralement un peu au-dessus de ce niveau du fait de la prépondérance de l'ionisation dans la partie supérieure de la couche. On a représenté, sur la figure suivante, les valeurs de cette sécante pour un angle de site donné du rayon à la surface de la Terre et pour trois valeurs caractéristiques de la hauteur.





Variation de la sécante de l'angle zénithal pour trois hauteurs de l'ionosphère en fonction de l'angle de site au sol  
(Paramètre,  $h$ : hauteur moyenne de l'ionosphère)

### III - PROPAGATION DE L'ONDE DANS L'IONOSPHERE

Sans prétendre remplacer un cours sur la propagation d'une onde dans le milieu ionosphérique, dont on trouvera en bibliographie quelques références, il est nécessaire de rappeler certains résultats essentiels.

L'ionosphère est un plasma, c'est à dire un milieu ionisé.

On peut lui associer une constante diélectrique complexe relative:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{Ne^2}{m\epsilon_0} \frac{1}{\omega^2 + j\Delta\omega} \quad (1)$$

soit:

$$\epsilon_r = 1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2 + j\Delta\omega} \quad (2)$$

avec

$$\omega_c^2 = \frac{Ne^2}{m\epsilon_0} \quad (3)$$

$\omega_c$  est appelé pulsation critique, et la fréquence  $f_c$  correspondante est appelée fréquence critique de plasma.

$$f_c = 9\sqrt{N} \quad (4)$$

$N$  est exprimé en millions d'électrons libres par centimètre cube.  
 $e$  représente la charge de l'électron ( $1,6 * 10^{-19}$  C)  
 $m$  représente la masse de l'électron ( $9,31 * 10^{-31}$  kg)  
 $\epsilon_0$  représente la constante diélectrique du vide ( $10^{-9}/36 * \pi$  F/m)  
 $s$  est le nombre de collisions entre particules par seconde et par unité de volume.

Dans un milieu raréfié tel que la couche ionosphérique F, le nombre de collisions est faible, aussi, le plasma se comporte comme un diélectrique pur.

$$\epsilon_r = 1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2} \quad (5)$$

Dans le cas d'un plasma sans collisions ( $s = 0$ ), l'indice de réfraction  $n = \sqrt{\epsilon_r}$  s'annule pour  $f = f_c$ , c'est à dire pour la fréquence critique du plasma.

Pour toute fréquence inférieure à cette fréquence critique, une onde émise sous incidence verticale subit une réflexion (cas du sondage ionosphérique).



L'ionosphère est un milieu magnéto-ionique, c'est à dire un milieu dans lequel le mouvement des électrons libres et des ions est affecté par le champ magnétique terrestre.

La présence d'un champ magnétique dans un milieu ionisé a pour effet de modifier la trajectoire des différentes particules.

La force exercée est maximale lorsque le champ magnétique est perpendiculaire à la direction du mouvement (conséquence du produit vectoriel du vecteur champ magnétique et du vecteur vitesse de l'électron).

Elle a pour effet de contribuer à un mouvement résultant hélicoïdal dont l'axe de l'hélice tangente la ligne de force du champ magnétique.

Le mouvement projeté sur un plan perpendiculaire à l'axe de l'hélice est circulaire dont la fréquence de rotation est appelée gyrofréquence fb.

Cette fréquence fb est indépendante de la vitesse de la particule et est donnée par:

$$fb = e*Ho/2*pi*m \quad (\text{environ } 1,4 \text{ MHz}) \quad (6)$$

avec Ho : champ magnétique (A/m)

Cette fréquence varie suivant la position géographique et l'altitude.

La théorie magnéto-ionique montre que, dans le cas général, le mouvement résultant peut être résolu en deux composantes polarisées elliptiquement et de sens de rotation inverse.

Les trajectoires de ces deux ondes électromagnétiques susceptibles de se propager selon ces deux polarisations elliptiques dites caractéristiques sont indépendantes l'une de l'autre et leurs caractéristiques dépendent de la densité électronique de la couche traversée et de l'angle de propagation avec le vecteur champ magnétique.

La théorie d'Appleton-Hartree fournit l'indice de réfraction et le rapport de polarisation, paramètres caractérisant chacune des deux polarisations caractéristiques susceptibles de se propager.

Si on néglige les chocs entre particules, (en pratique à l'exception de la couche D), et si l'on désigne par  $\theta$  l'angle entre la direction de propagation de l'onde et la direction du champ magnétique, l'indice de réfraction " n " est donné par:

$$n^2 = 1 - \frac{X}{1 - \frac{Y^2}{2} \sin^2 \theta \pm \left[ \left( \frac{Y^2}{2} \sin^2 \theta \right)^2 + Y^2 \cos^2 \theta \right]^{1/2}} \quad (7)$$

avec :  $X = (fc/f)^2$  et  $Y = fb/f$

On constate que l'expression de l'indice dépend de la fréquence et de la direction de la propagation, et qu'elle possède un double signe.

En d'autres termes, le milieu est dispersif, anisotrope et biréfringent.

L'étude étant compliquée dans le cas général, il est nécessaire de décomposer en deux cas particuliers:

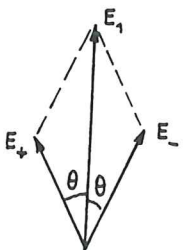
### 1 - PROPAGATION LONGITUDINALE : $\theta = 0$

Les polarisations caractéristiques susceptibles de se propager deviennent circulaires gauche et droite.

L'indice de réfraction est donné par:

$$n^2 = 1 - \frac{fc^2}{f(f \pm fb)} \quad (8)$$

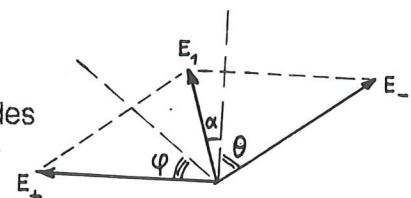
On sait, d'autre part, qu'une onde émise à polarisation rectiligne peut toujours être décomposée en la somme de deux ondes à polarisation circulaire tournant en sens inverse à la même vitesse angulaire de sorte que la résultante du champ soit rectiligne et de direction fixe.



Comme l'ionosphère (plasma) traite différemment les deux ondes composantes, les vitesses de phase correspondant à  $E_+$  et  $E_-$  ne sont pas égales.

L'une des deux composantes tourne plus vite que l'autre et la direction du champ résultant  $E_1$  varie de l'angle  $\alpha = \frac{\varphi}{2}$  si  $\varphi$  est le retard que prend  $E_-$  par rapport à  $E_+$ .

La direction du vecteur champ électrique de l'onde rectiligne est modifiée.



CETTE ROTATION TRADUIT L'EFFET FARADAY, CONSÉQUENCE DE L'ANISOTROPIE DU MILIEU, ET EST PROPORTIONNELLE AU CHEMIN PARCOURU DANS LE PLASMA.



Remarques:

L'étude quantitative des vitesses de phase montre que les ondes électromagnétiques ne peuvent pas se propager quelle que soit la fréquence.

On constate que, dans un milieu sans collisions:

1 - pour  $f < f(f-f_b)$  ( $f_b = 1,4$  MHz environ)

E- et E+ peuvent se propager; il y a effet Faraday sur une onde à polarisation rectiligne.

2 - pour  $f(f-f_b) < f < f(f+f_b)$

seul E+ peut se propager; il y a, dès entrée dans l'ionosphère, transformation d'une onde à polarisation rectiligne en une onde à polarisation circulaire. Dans l'hémisphère Nord, l'onde est polarisée circulaire gauche et dans l'hémisphère Sud, circulaire droite.

3 - pour  $f > f(f+f_b)$

aucune des ondes ne peut se propager.

Les fréquences VHF/UHF utilisées en E.M.E. sont concernées par le premier cas.

Une onde émise à polarisation circulaire reste dans le même type de polarisation après traversée de l'ionosphère.

2 - PROPAGATION TRANSVERSALE :  $\theta = 90^\circ$

Le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de propagation. Les deux polarisations caractéristiques susceptibles de se propager deviennent linéaires orthogonales. L'indice de réfraction est donné par:

$$n^2 = 1 - \frac{1}{1 - \frac{Y^2}{2(1-X)} \pm \frac{Y^2}{2(1-X)}} \quad (9)$$

Suivant le signe choisi, on aboutit aux deux expressions:

$$n^2 = 1 - X, \quad (10)$$

$$n^2 = 1 - \frac{X}{1 - \frac{Y^2}{1-X}} \quad (11)$$

La première (10) correspond à l'"onde ordinaire"; la polarisation est linéaire et dans la direction du champ magnétique.

Le champ magnétique terrestre n'a pas d'influence sur la propagation; l'onde se propage comme dans un milieu de constante diélectrique  $E_r$ , donné par l'expression (2), tant que la fréquence reste supérieure à la fréquence critique  $f_c$  donnée par l'expression (3).

La deuxième (11) correspond à l'"onde extraordinaire"; la constante diélectrique et la fréquence critique dépendent du champ magnétique  $H_0$  (précisément de la gyrofréquence ou fréquence-magnétron  $f_b$ ).

La nouvelle fréquence critique  $f'_c$  devient supérieure à  $f_c$  selon la relation:

$$f'_c = f_c(f'_c - f_b) \quad (12)$$

Dans le cas général, il y a apparition simultanée d'une onde ordinaire et d'une onde extraordinaire qui se comportent différemment puisque la constante diélectrique  $E_r$  du milieu est différente pour chacun d'eux, et que, lorsque la densité électronique du milieu varie, l'une se réfléchit plus tôt que l'autre.

Il y a biréfringence, due au champ magnétique terrestre.

3 - PROPAGATION SELON UNE ORIENTATION QUELCONQUE

C'est le cas général; les polarisations caractéristiques sont elliptiques orthogonales.

Une étude réalisée par Harry F. Lenzing et Ta-Shing Chu (voir annexe et bibliographie), permet, grâce à l'outil graphique de représentation de la polarisation (sphère de Poincaré), de calculer le niveau induit de polarisation croisée circulaire gauche (resp. droite) pour une onde émise en polarisation circulaire droite (resp. gauche) et traversant le milieu, suivant un angle de propagation donné.

IV - EFFET FARADAY

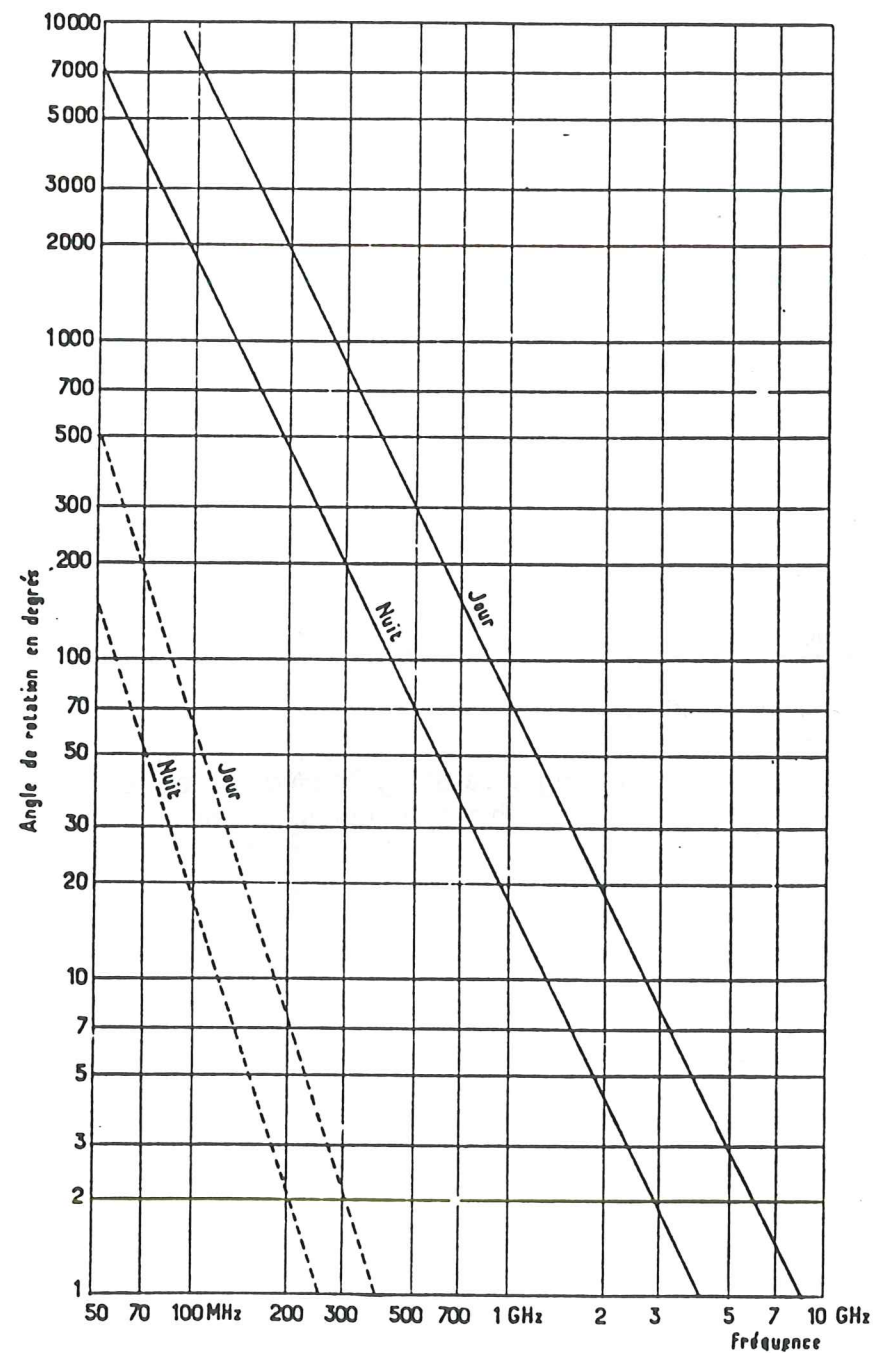
Lorsqu'une onde électromagnétique polarisée rectiligne traverse l'ionosphère, elle subit une succession de rotations élémentaires décrites précédemment dont la valeur cumulée  $\Omega$  est donnée par:

$$\begin{aligned} \Omega &= \frac{2.36 \times 10^4}{f^2} \int NB \cos \theta \, dl \text{ radians} \quad (13) \\ &= \frac{2.36 \times 10^4}{f^2} B_{av} \int N \, dl \text{ radians} \\ &= (C/f^2) \times \text{TEC radians} \end{aligned} \quad \begin{aligned} f &= (\text{Hz}) \\ N &= (\text{electrons/m}^3) \\ B &= (\text{Wb/m}^2) \end{aligned}$$



Cette valeur est, au premier ordre, proportionnelle au Contenu Electronique Total Oblique.

La figure suivante donne l'angle de rotation en fonction de la fréquence pour un angle d'élévation nul au départ du sol (valeur maximale), et en prenant des valeurs moyennes pour l'ionisation des couches ionosphériques de jour et de nuit.

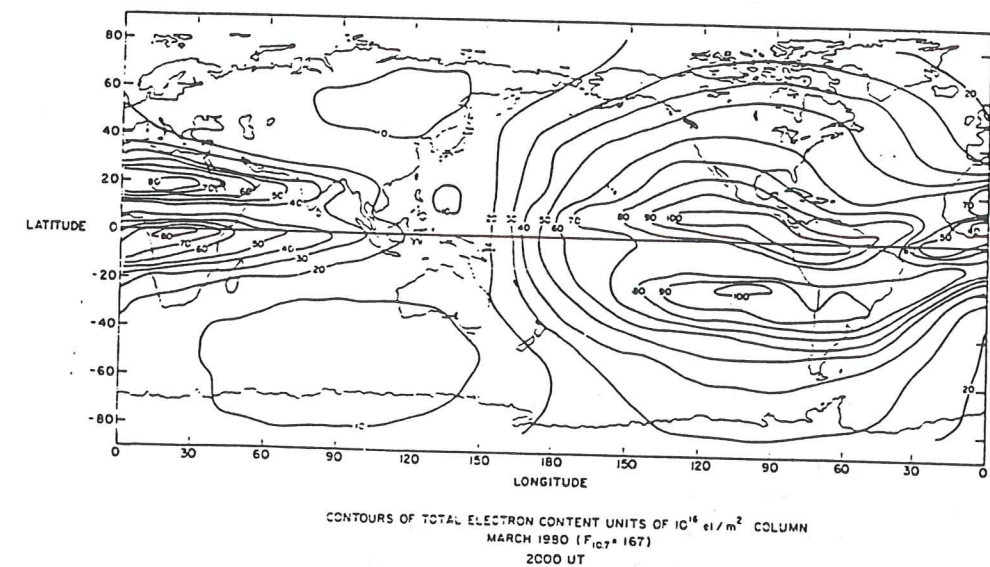


Rotation du plan de polarisation (valeurs types).  
 — Propagation longitudinale.  
 ..... Propagation transversale.

Pour un trajet vertical, l'angle serait divisé environ par 3,5 (voir II). Cet angle de rotation peut être élevé surtout aux fréquences VHF (en particulier à 144 MHz), non négligeable à 1,3 GHz, et insignifiant à 10 GHz (variation en  $1/f^*$ ). Il est donc important d'évaluer les variations (voire la valeur absolue) du C.E.T. afin de prédire les atténuations supplémentaires de propagation par découplage de polarisation. D'autre part, un trajet aller-retour dans l'ionosphère cumule les rotations des trajets montant et descendant, pouvant entraîner un affaiblissement de ses propres échos (applications E.M.E. ou radar).

### V - MODELISATION DU C.E.T.

En dépit de nombreuses campagnes de mesures de la densité électronique des couches ionosphériques, mettant en oeuvre des satellites, aucun modèle satisfaisant ne permet aujourd'hui de résoudre les particularités de chaque région du globe. La figure suivante présente un aperçu de la situation instantanée complexe du C.E.T. à une date donnée.

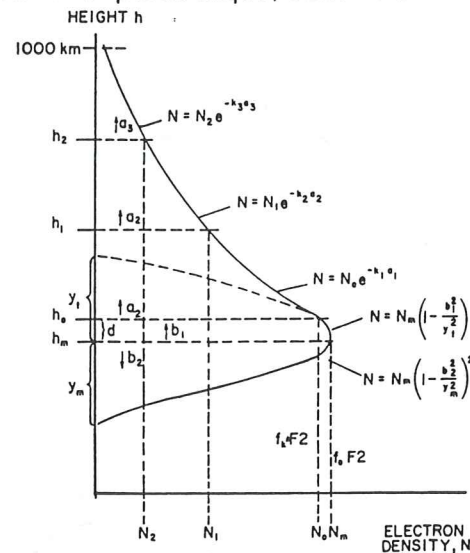


On peut citer, pour mémoire, différents modèles de profil ionosphérique dont le comportement est optimisé pour certains paramètres (couches basses ou hautes, activité solaire, saison, latitude, longitude,...)



Le modèle de BENT :

Il est adapté plus particulièrement à la détermination des paramètres d'une liaison sol-satellite (retard de propagation, variation d'angle d'arrivée due à la réfraction,...). Les paramètres d'entrée sont : date, temps universel, emplacements émetteur et récepteur, caractéristiques du satellite, fréquence des signaux, flux solaire 10,7 cm, nombre de tâches solaires(SSN). Le profil ionosphérique utilise des lois de distribution électronique exponentielle et parabolique, comme illustré sur la figure suivante.



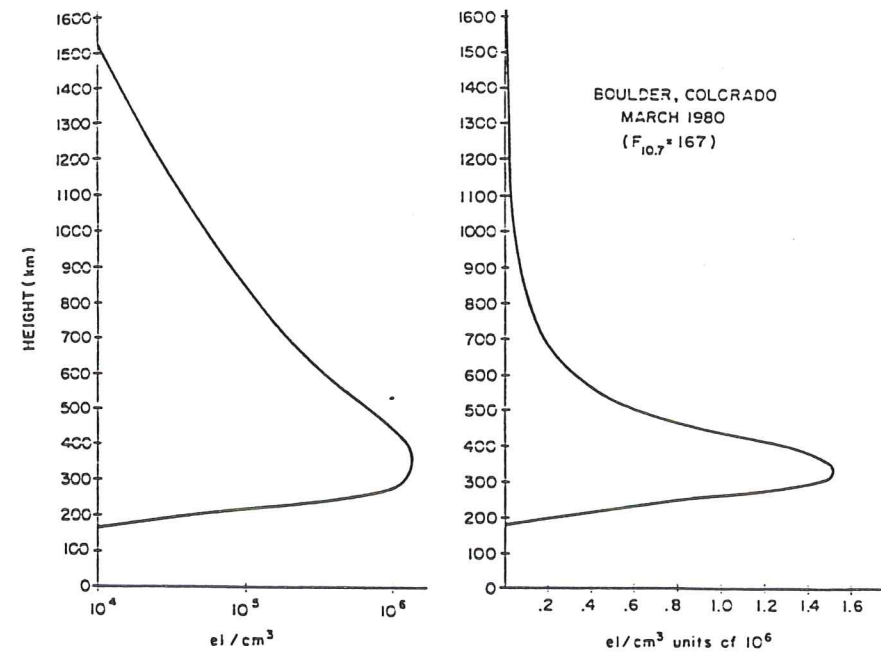
La précision de ce modèle est estimée à 75 %, pouvant atteindre 90 % avec une réactualisation fréquente des données localement à l'emplacement de l'émetteur.

Le modèle I.R.I. (International Reference Ionosphere) :

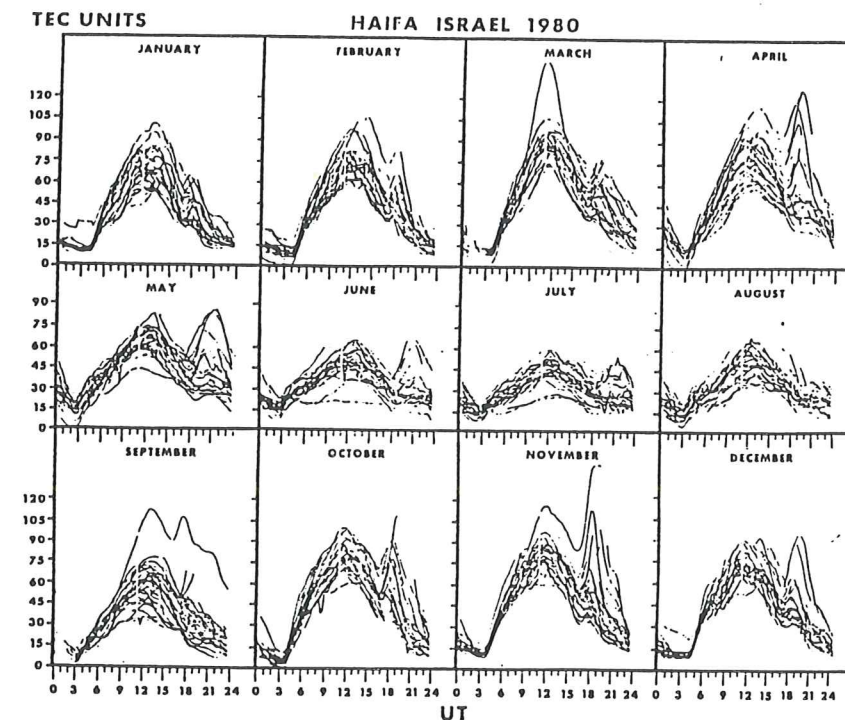
D'usage plus universel, il fournit non seulement le profil moyen de la densité électronique mais aussi la composition et la température ioniques pour les paramètres suivants : altitude, coordonnées géographiques et géomagnétiques, heure, mois et activité solaire.

**VI - EVOLUTION TEMPORELLE DE L'EFFET FARADAY**

Les variations de l' angle sont engendrées par les variations du C.E.T. dont la contribution principale est la région F2 de l'ionosphère vers 300 km.

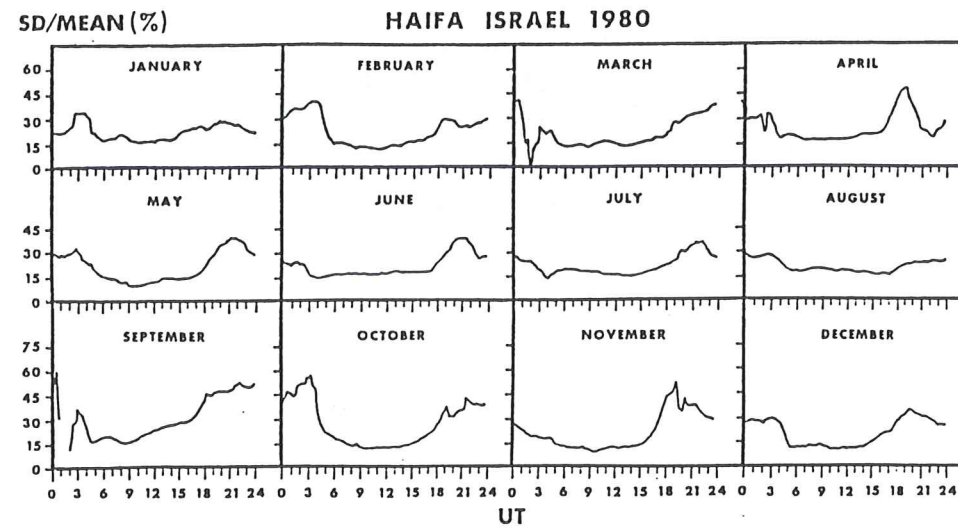
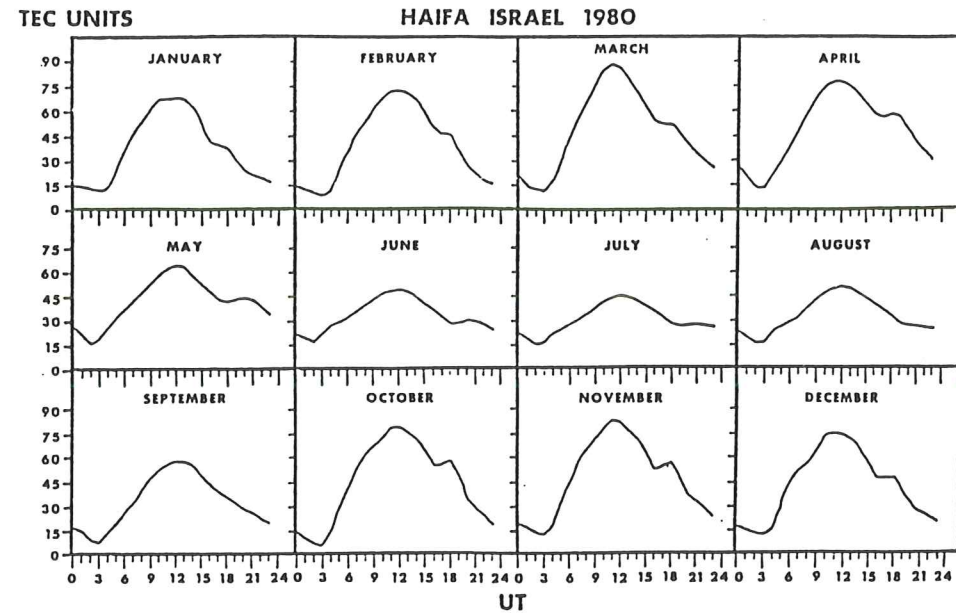


A un emplacement géographique donné, le C.E.T. est une quantité qui varie selon l'heure, le jour, la saison, la phase du cycle solaire de 11 ans, et les événements solaires (éruptions). Un exemple de la variation quotidienne superposée au cours d'un mois est présentée sur la figure suivante. Elle concerne une station de latitude moyenne, Haifa (Israël), en 1980, période de forte activité solaire.

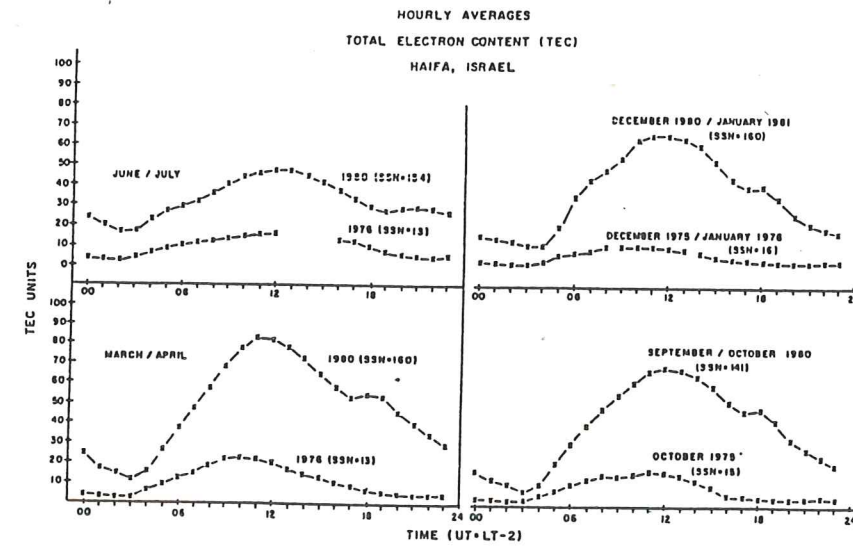




Les valeurs moyennées mensuellement ainsi que l'écart-type apparaissent ci-dessous. Ce dernier est inférieur à 25 % au cours de la journée et s'accroît au cours de la nuit.

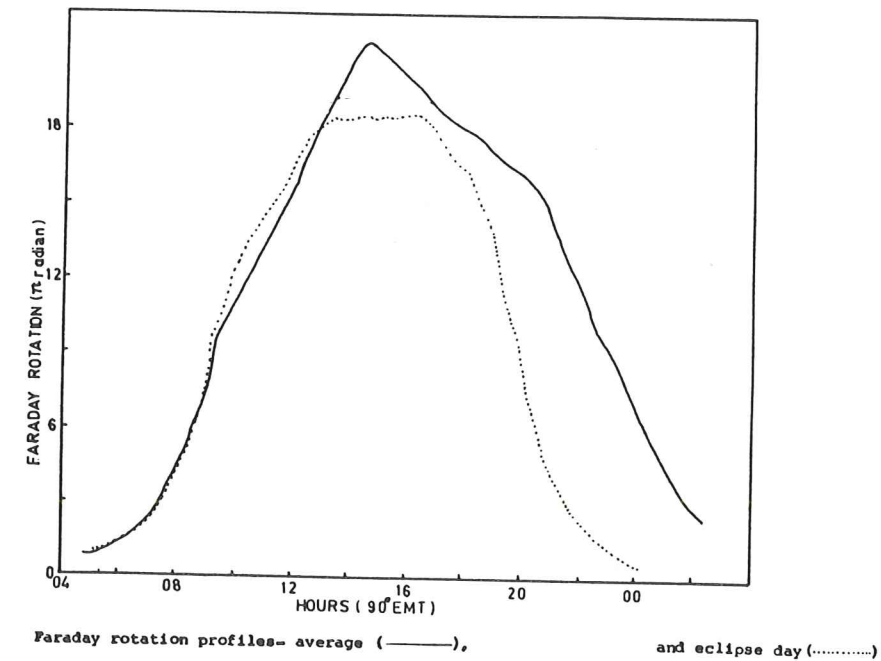


Enfin, une comparaison entre périodes de forte et faible activités solaires est présentée pour les quatre saisons, confirmant la nécessité d'entrer un grand nombre de paramètres pour obtenir une bonne précision du modèle en un lieu donné.



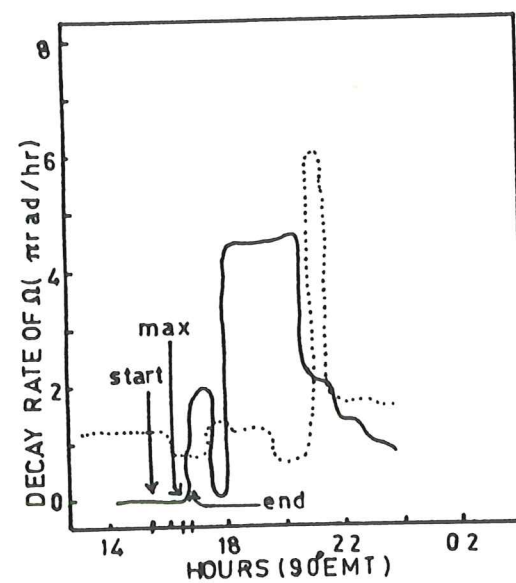
Exemple de variation horaire :

Des mesures de propagation effectuées sur les balises radio à 140 et 136 MHz des satellites ATS 6 et ETS II nous donnent un ordre de grandeur de la variation horaire de l'angle de rotation de polarisation. Pour la station de Gauhati en Inde, l'évolution quotidienne moyennée sur 5 jours en dehors de tout événement solaire perturbateur, est présentée ci-dessous.



Elle fait apparaître une croissance régulière de pente constante et une décroissance avec rupture de pente, portées sur la figure suivante.





Decay of Faraday rotation -  
eclipse day (—) and normal day (.....).

Durant la phase croissante, la variation est de  $3 \cdot \pi$  radians/heure soit une période du cycle d'atténuation des signaux, proche de 20 minutes.

Durant la phase décroissante, la période s'accroît et atteint 30 minutes à 1 heure.

A titre de curiosité, figure la variation Faraday durant l'éclipse solaire quasi-totale du 16 Février 1980 pour le site en question.

Cela confirme la difficulté de maîtrise du phénomène physique engendré.

Une éruption solaire peut provoquer une augmentation brusque du C.E.T. (jusqu'à +30 %) dans les minutes qui suivent l'éruption optique et de durée quelques dizaines de minutes.

### VII - AUTRES EFFETS INDUITS SUR LA PROPAGATION

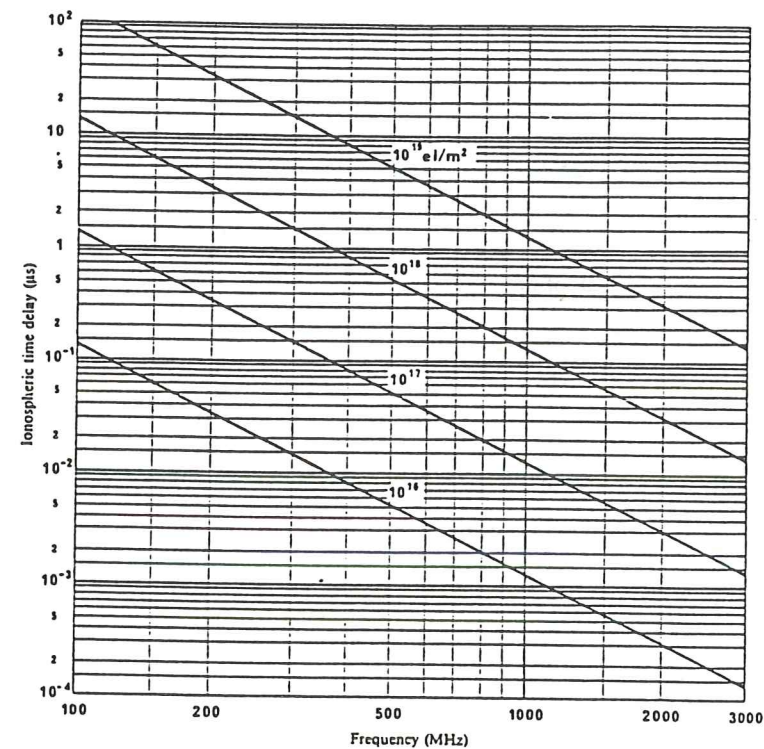
#### Retard de groupe :

le retard excédentaire sur le temps de transit en espace libre est donné par :

$$t = (40,3 \cdot \text{C.E.T.}) / (c \cdot f \cdot f) \quad (14)$$

avec :

- c : vitesse de la lumière ( $3 \cdot 10^8$  m/s)
- f : fréquence (Hz)



#### Effet Doppler :

Un retard du signal est équivalent à une avance de phase du signal reçu; cette variation de phase dans le temps provoque un effet Doppler de valeur :

$$f_{\text{doppler}} = \frac{d\phi}{dt} = \frac{1.34 \cdot 10^{-7}}{f} \frac{d\text{TEC}}{dt} \quad (\text{Hz}) \quad (15)$$

Cet effet est négligeable par rapport au mouvement du satellite.

### VIII - CONCLUSION

Dans le tableau suivant, sont rassemblés les différents effets de la propagation transionosphérique pour un angle d'élévation typique de 30 degrés.



Effect	Frequency dependence	100 MHz	300 MHz	1 GHz	3 GHz	10 GHz
Faraday Rotation	$1/f^2$	30 rot.	3.3 rot.	108°	12°	1.1°
Propagation delay, $\mu$ s	$1/f^2$	25	2.8	0.25	0.028	0.0025
Refraction	$1/f^2$	$\leq 1^\circ$	$< 7'$	$\leq 0.6'$	$< 4.2''$	$\leq 0.36''$
Variation in the direction of arrival	$1/f^2$	20' of arc	2.2' of arc	12" of arc	1.32" of arc	0.12" of arc
Absorption (auroral and polar cap), dB	$1/f^x$ $1 < x \leq 2$	5	1.1	0.2	0.04	0.008
Absorption (mid-latitude), dB	$1/f^2$	$< 1$	0.1	$< 0.01$	0.001	$< 10^{-4}$
Dispersion, ps/Hz	$1/f^3$	0.4	0.015	0.0004	$1.5 \times 10^{-5}$	$4 \times 10^{-7}$

Malgré la difficulté de modélisation de l'ionosphère surtout aux latitudes faibles et élevées (équateur et pôles), il semble intéressant d'incorporer à un logiciel de poursuite satellite (en particulier E.M.E.), un modèle évolutif de l'ionosphère afin de calculer l'effet Faraday dans des conditions "standard" et pour des stations sol situées à des latitudes moyennes. Un dialogue avec différents opérateurs E.M.E. semble être le point de départ : l'auteur de l'article attend leurs remarques!

Bernard LANDREVOT  
A.R.S. F6FTN  
38, rue de Villacoublay  
F - 78140 VELIZY VILLACOUBLAY  
FRANCE

## IX - BIBLIOGRAPHIE

- 1 - PROPAGATION DES ONDES RADIOELECTRIQUES - Fascicule 1  
par J.-C. Pelissolo - Ecole Supérieure d'Electricité
- 2 - LA PROPAGATION DES ONDES - Tome 1  
par Serge Cannivenc - Editions SORACOM
- 3 - REFERENCE DATA FOR RADIO ENGINEERS - ITT  
Howard W. Sams & Co., INC
- 4 - Rapport 725 CCIR  
Les propriétés de l'ionosphère - section 6J
- 5 - RADIO WAVE PROPAGATION MODELING, PREDICTION AND ASSESSMENT  
Conférence AGARD - AG - 326
- 6 - LA PROPAGATION DES ONDES RADIOELECTRIQUES  
par Boithias - C.N.E.T.
- 7 - IONOSPHERE-INDUCED CROSS POLARIZATION OF CIRCULARLY  
POLARIZED UHF PROPAGATION  
par Ta-Shing Chu et Harry F. Lenzing - I.E.E.E.  
Transactions on Antennas and Propagation, Vol 39, No 11, Nov 1991
- 8 - TOTAL ELECTRON CONTENT STRUCTURE IN THE MIDDLE EAST  
par Haim Soicher - Radio Science, Vol 17, No 6, Nov-Dec 1982
- 9 - DYNAMICS OF THE IONOSPHERE DURING DISTURBED CONDITIONS  
par A.K. Barbara & Al. - Dept of Physics, Gauhati Un., India



**NIVEAU DE POLARISATION CROISEE INDUIT PAR L'IONOSPHERE  
SUR UNE ONDE EMISE A POLARISATION CIRCULAIRE**

De façon générale, le rapport des polarisations caractéristiques elliptiques orthogonales est donné par :

$$p_{\pm} = \frac{-i}{Y \cos \theta} \left[ \frac{Y^2 \sin^2 \theta}{2(1-X)} \pm \sqrt{\frac{Y^4 \sin^4 \theta}{4(1-X)^2} + Y^2 \cos^2 \theta} \right] \quad (A1)$$

L'indice de réfraction correspondant est :

$$n_{\pm} \approx 1 - \frac{1}{2} X (1 + i Y \cos \theta p_{\pm}) \quad (A2)$$

L'écart de phase différentielle entre polarisations est donné par :

$$\phi = \frac{2\pi l}{\lambda} (n_- - n_+) \quad (A3)$$

Il est montré alors que :  
le coefficient de couplage en puissance de l'onde polarisée circulaire au milieu est donné par :

$$\frac{1 + 6A^2 + A^4 + (1 - A^2)^2 \cos \phi}{2(1 + A^2)^2} \quad (A4)$$

le coefficient de couplage croisé, c'est à dire représentative de l'onde polarisée circulaire tournant en sens inverse, générée lors de la traversée de l'ionosphère, est donné par :

$$\left( \frac{1 - A^2}{1 + A^2} \right)^2 \sin^2 \left( \frac{\phi}{2} \right) \quad (A5)$$

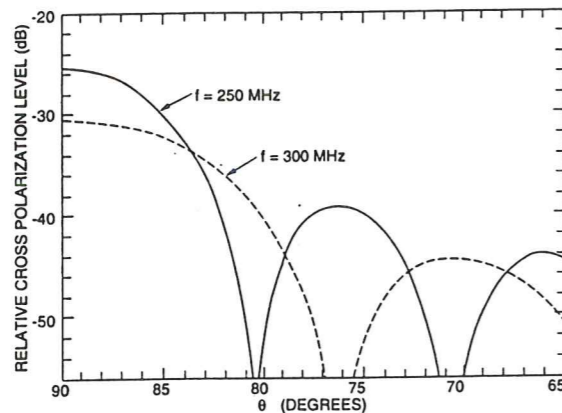
où  $A = |p_-|$  (voir A1) représente le rapport axial de l'ellipse caractéristique, et,  $\phi$  l'écart de phase différentielle entre polarisations,

$$\frac{2\pi l X}{\lambda} \sqrt{\left[ \frac{Y^2 \sin^2 \theta}{2(1-X)} \right]^2 + Y^2 \cos^2 \theta} \quad (A6)$$



Un calcul numérique à 250 et 300 MHz a été effectué pour visualiser le comportement de cette forme d'onde indésirable. Les hypothèses sont les suivantes:

- fb (gyrofréquence) = 1,4 MHz
- densité électronique : 10e12 électrons/m3 sur 1000 km représentant un Contenu Electronique Total de 10e18 el/m2.



Conclusion de cette étude:

Le niveau maximal d'excitation de la polarisation croisée est obtenue pour une propagation transversale; le coefficient de couplage est donné par:

$$C^2 = \sin^2 \frac{\phi_T}{2} \quad (A7)$$

où  $\phi_T$  est l'écart de phase différentielle entre polarisations caractéristiques linéaires orthogonales.

$$\phi_T = \frac{2\pi}{\lambda} (n_- - n_+) l = \frac{\pi XY^2 l}{\lambda(1-X)} \quad (A8)$$

Le niveau de cross-polarisation (-25 dB à 250 MHz) est inversement proportionnel à la fréquence à la puissance 3.

## ETUDE PRATIQUE D'UNE RELATION EN BANDES UHF ET SHF

Nombreux sont les amateurs qui, pour des raisons aussi diverses que logiques (choix d'un lieu de résidence, d'un site de concours ou d'essais EME, FAI etc...) procèdent à une sélection sommaire de sites et orientent leurs recherches vers des zones topographiquement favorables, exemptes de masques de propagation, tout au moins à courte distance.

Jusqu'à 150 MHz et compte-tenu des types de propagation connus et utilisés, la démarche n'est pas trop complexe et, à condition de dégager au mieux les aériens des masses végétales proches et des constructions environnantes, on peut escompter réaliser des liaisons supérieures à plusieurs dizaines de kilomètres pour des puissances ne dépassant pas le cadre de la limite légale.

Au delà de 150 MHz, et plus spécialement pour des fréquences dépassant 800 MHz, les difficultés augmentent car le moindre obstacle situé à proximité de l'aérien d'émission provoque un affaiblissement tel que toute tentative de liaison par propagation standard devient illusoire ou vouée à l'échec.

L'étude pratique simplifiée d'une liaison hertzienne en UHF / SHF conduit à définir au mieux les moyens à mettre en oeuvre pour parvenir à réaliser des relations performantes avec des stations situées au delà de l'horizon radioélectrique classique.

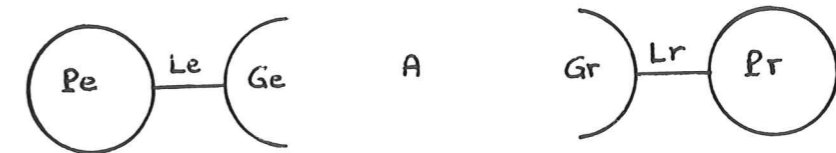
Avant de décrire les méthodes d'évaluation et de calculs de liaisons, il convient de rappeler quelques notions fondamentales sur la propagation des ondes radioélectriques.

### I - RAPPELS SUR LA PROPAGATION DES ONDES METRIQUES, DECIMETRIQUES ET CENTIMETRIQUES

- L'onde ionosphérique n'existe pratiquement plus (sauf cas exceptionnel, lors de certaines périodes du cycle solaire).
- L'onde de sol n'offre aucun intérêt car les aériens sont presque toujours situés à plusieurs longueurs d'ondes au dessus du sol.
- Les bruits de propagation sont relativement faibles.

### II - PROPAGATION RADIOELECTRIQUE EN ESPACE LIBRE

C'est le mode de propagation idéal: émetteur et récepteur sont isolés dans une atmosphère homogène, non absorbante et de dimensions infinies.





Le bilan de liaison, ramené à la puissance HF disponible à l'entrée du récepteur s'exprime par la puissance de réception :  $P_r$  (dbw)

$$P_r = P_e - L_e + G_e - A + G_r - L_r \quad \text{avec:}$$

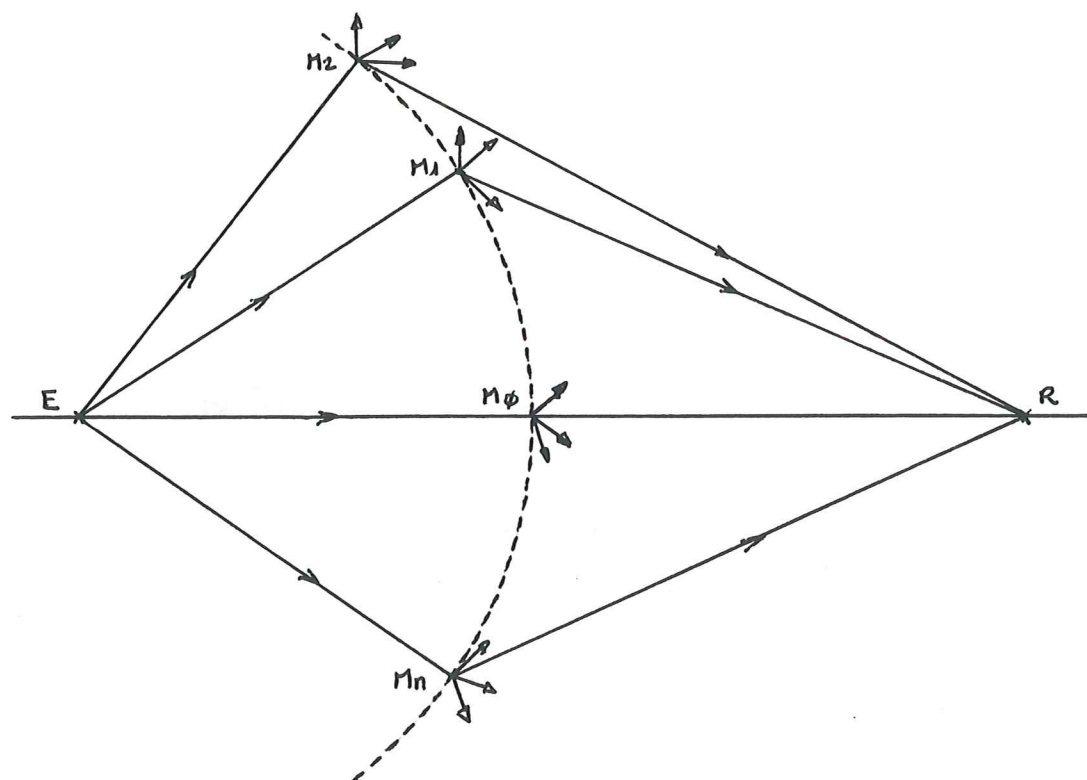
- $P_e$ : puissance de sortie de l'émetteur (en DBW);
- $L_e$ : affaiblissement dans la liaison émetteur-antenne (en DB);
- $G_e$ : gain de l'antenne d'émission (en DB);
- $A$ : affaiblissement de propagation (en DB);
- $G_r$ : gain de l'antenne de réception (en DB);
- $L_r$ : affaiblissement de la liaison antenne-récepteur (en DB).

En présence du sol, l'affaiblissement d'espace libre,  $A_0$  est affecté d'un affaiblissement supplémentaire  $A_s$

$$A = A_0 + A_s \quad (\text{en DB})$$

Nous verrons plus loin les différentes façons de l'évaluer.

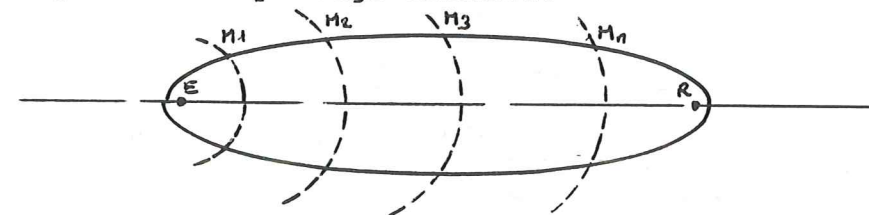
### III - ZONE DE FRESNEL



Soit une source isotrope E et un point de réception R séparés d'une distance  $d$  et une surface d'onde sphérique centrée sur E. Tous les points situés sur cette surface d'onde ( $M_0, M_1, M_2$  etc...) se comportent comme des doublets oscillant en phase car ils sont tous équidistants de la source E.

D'après la théorie de Fresnel, on peut remplacer l'émetteur E par l'ensemble des sources de rayonnements élémentaires situées sur une même surface d'onde. Chacune de ces sources envoie vers R un rayonnement élémentaire contribuant à la puissance totale de réception.

Cependant, compte-tenu des différences de distances parcourues par les rayons cheminant selon l'axe ER et ceux cheminant par les points  $M_1, M_2$  etc, on démontre que ces derniers parviennent en R avec un retard et, par conséquent un déphasage arrière.



L'ellipsoïde de Fresnel est le lieu géométrique de tous les points de l'espace pour lesquels les rayonnements élémentaires indirects atteignant R présentent un même retard de phase par rapport au rayonnement direct ER.

$$EM_1 + M_1R = EM_2 + M_2R = EM_x + M_xR + C$$

Si l'on donne à la constante C les différentes valeurs  $\lambda/2, \lambda, 3\lambda/2$  etc, nous obtiendrons une famille d'ellipsoïdes de même foyer.

La première ellipsoïde de Fresnel définit les points de l'espace pour lesquels le déphasage est compris entre 0 et  $-\pi$ , avec une valeur moyenne de  $-\pi/2$ .

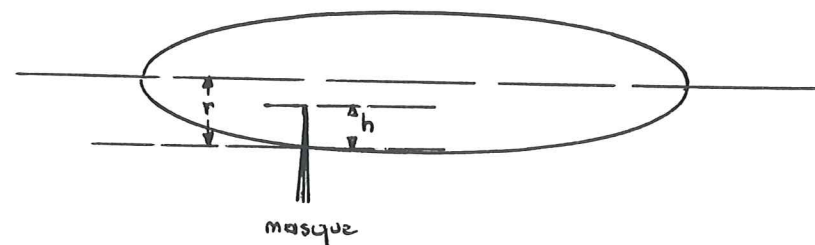
On démontre par ailleurs que l'ensemble des champs transmis par les ellipsoïdes 2, 3 et 4 etc a tendance à atténuer le champ transmis par l'ellipsoïde fondamental.

### IV - DIFFRACTION

On appelle diffraction l'ensemble des phénomènes résultant de l'occultation par un obstacle d'une partie de l'ellipse de Fresnel et provoquant un affaiblissement sensible du signal reçu.

On distingue deux grandes catégories de diffractions:

- 4.1: La diffraction sur un masque à flancs raides





L'affaiblissement provoqué est fonction du rapport h/r:

$$a(m) = f(h/r)$$

L'affaiblissement se calcule à l'aide d'abaques (voir chapitre étude pratique et documents joints)  
 A titre indicatif, lorsque le masque à flancs raides atteint le niveau de l'axe central de l'ellipse, l'affaiblissement est égal à -6DB.  
 Lorsque la totalité de l'ellipse est engagée, l'affaiblissement atteint -16DB.

La présence de plusieurs masques successifs conduit à utiliser un nouveau mode de calcul tenant compte de l'affaiblissement apporté par chaque obstacle par rapport au précédent (voir calcul au 8.3.2).

Plus le nombre de masques est important et plus le taux d'erreurs augmente. En pratique, on évite de constituer des relations affectées de masques à flancs raides successifs.

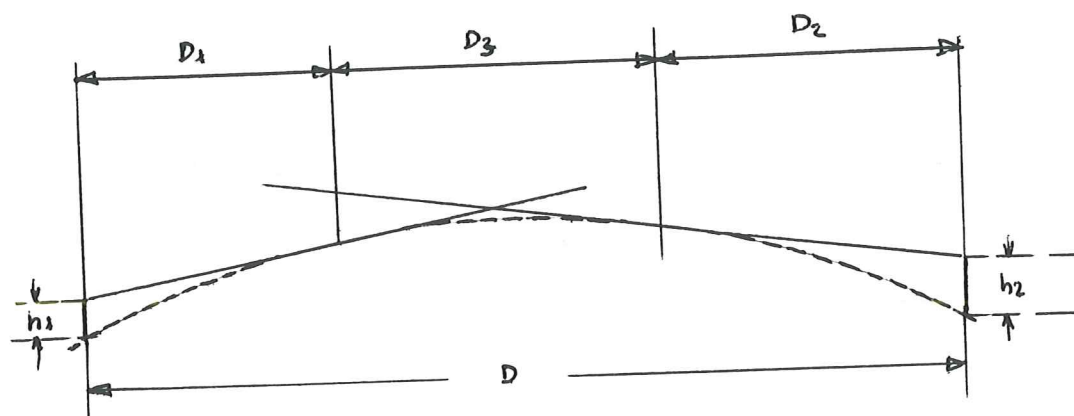
- 4.2: Diffraction sur terre unie, affaiblissement de rotondité

Si l'on désire constituer une relation au delà de l'horizon, on considère que la propagation s'effectue par diffraction continue et que la rotondité de la Terre constitue le principal obstacle.  
 Lorsque la distance est assez élevée, un artifice permet de décomposer l'affaiblissement total en une somme d'affaiblissements partiels

$$a_r = L_1 + L_2 + L_3 \quad \text{en DB}$$

Se reporter à l'abaque n° 2:

F (MHz), h1 (m), h2 (m), k, et D sont connus



- 1°/ Détermination des distances d'horizon D1 et D2:
  - . Joindre h1 (échelle gauche) à la valeur de k et lire D1;
  - . Joindre h2 (échelle gauche) à la valeur de k et lire D2.
- 2°/ En déduire  $D_3 = D - (D_1 + D_2)$ .
- 3°/ Déterminer le point de report M en traçant la ligne partant de la valeur de la fréquence F choisie, passant par la valeur du coefficient de réfraction choisi et coupant l'axe de report.
- 4°/ Détermination des affaiblissements successifs:
  - . tracer la ligne partant de M et passant par D1 : lire L1;
  - . tracer la ligne partant de M et passant par D2 : lire L2;
  - . tracer la ligne partant de M et passant par D3 : lire L3.

V - REFLEXION

En ondes décimétriques, la réflexion sur le sol permet de renvoyer vers le récepteur une partie des rayonnements qui auraient dû être stoppés ou absorbés. Les sols lisses, sous certaines conditions, peuvent constituer de bons réflecteurs. Par contre, les zones boisées ou comportant un relief tourmenté (zones urbaines) constituent des sols dits "rugueux".

En polarisation horizontale, le coefficient de réflexion peut atteindre une valeur voisine de 1, alors qu'en polarisation verticale, il peut décroître jusqu'à 0,4. Le déphasage atteint une valeur de  $\pi$

VI - REFRACTION - COURBURE DU RAYONNEMENT

Il s'agit d'un phénomène qui tend à incurver vers la Terre la trajectoire théoriquement rectiligne du rayonnement de l'aérien. Il est dû à la non-homogénéité des couches atmosphériques parcourues par le rayonnement radioélectrique.

L'horizon radioélectrique est donc différent de l'horizon géométrique.

Afin d'obtenir sur les graphes servant à l'étude des relations des représentations rectilignes du rayonnement radioélectrique, on affecte le rayon de courbure initial de la Terre d'un coefficient k appelé coefficient de réfraction.

$$k = R'/R$$

- R étant le rayon géométrique de la Terre et R' son rayon radioélectrique.

En atmosphère standard, la valeur de l'indice décroît avec l'altitude. En France, et pour la latitude moyenne de Clermont-Ferrand, cet indice est de 4/3 pour  $F < 1$  GHz; de 1 pour  $F > 1$  GHz.

VII - ABSORPTION

L'absorption amène un affaiblissement supplémentaire. Elle est due, pour l'essentiel:

- A la nature chimique des gaz de l'atmosphère;
- A la présence de vapeur d'eau (pour les fréquences supérieures à 6 GHz)
- Aux différents obstacles naturels ou artificiels.



Les zones boisées et les zones urbaines représentent des facteurs d'absorption considérables. Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, des forêts denses et épaisses peuvent amener des affaiblissements supérieurs à 20 DB sur des distances relativement courtes.

### VIII - ETUDE PRATIQUE

De tout ce qui précède, on retiendra pour l'essentiel que l'élément déterminant dans l'étude d'une relation hertzienne entre deux stations est représenté par le calcul de l'affaiblissement de propagation. Il dépend, avant tout, de la topographie et de la topologie du terrain parcouru.

Une bonne connaissance de la géographie régionale est donc un préalable à toute étude sérieuse et la prospection méthodique et précise d'un site est le gage de futures performances

L'affaiblissement de propagation A tient-compte, selon le profil d'une liaison:

- de l'affaiblissement d'espace libre (A0);
- de l'affaiblissement de rotondité (Ar);
- de l'affaiblissement de masques (Am);
- du coefficient ou indice de réfraction (k);
- de l'affaiblissement d'absorption.

Son calcul précis nécessite l'établissement d'une coupe de terrain et le tracé d'un ellipsoïde de Fresnel.

#### 8.1 / ETABLISSEMENT D UNE COUPE DE TERRAIN.

Afin de s'affranchir des problèmes posés par le calcul de l'abaissement dû à la rotondité et de prendre en compte la représentation fictive du rayon radioélectrique de la Terre, on utilise des quadrillages paraboliques standard pour différentes échelles horizontales et verticales et pour différentes valeurs de l'indice k (voir modèle joint).

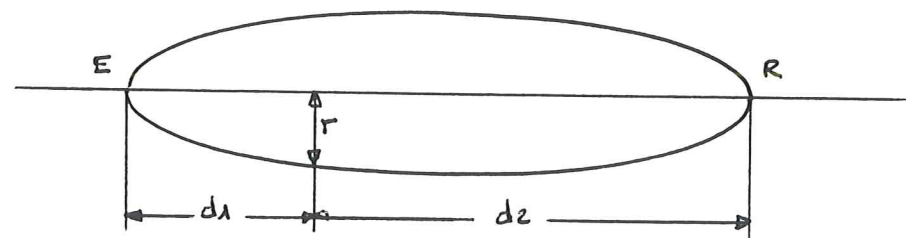
Le travail consiste à reporter de distance en distance les cotes relevées sur la carte comportant des courbes de niveaux, et cela de façon aussi précise que la variété du relief l'exige.

#### 8.2 / TRACE DE LA PREMIERE ELLIPSE DE FRESNEL.

A d1 km d'une extrémité et à d2 km de l'autre extrémité, le rayon de Fresnel r en mètres est donné par la formule:

$$r_{(m)} = 548 \sqrt{\frac{A}{F (MHz)}}$$

avec  $A = \frac{d1 \cdot d2}{d1 + d2}$  (d1 et d2 en km)



En utilisant l'abaque n°1:

- joindre d1 et d2 : on obtient m sur l'échelle médiane non graduée
- joindre D et m : on obtient A.
- joindre A et F : on obtient r.

### 8.3 / EVALUATION DE L AFFAIBLISSEMENT MOYEN DE PROPAGATION

8.3.1: La zone de Fresnel est libre de tout obstacle:

$$a = a\phi(DB) = 32,5 + 20 \log D(km) + 20 \log F(MHz)$$

sur l'abaque n°1, joindre D à F et lire sur l'échelle médiane en DB.

8.3.2: La zone de Fresnel est engagée par un ou plusieurs masques à flancs raides:

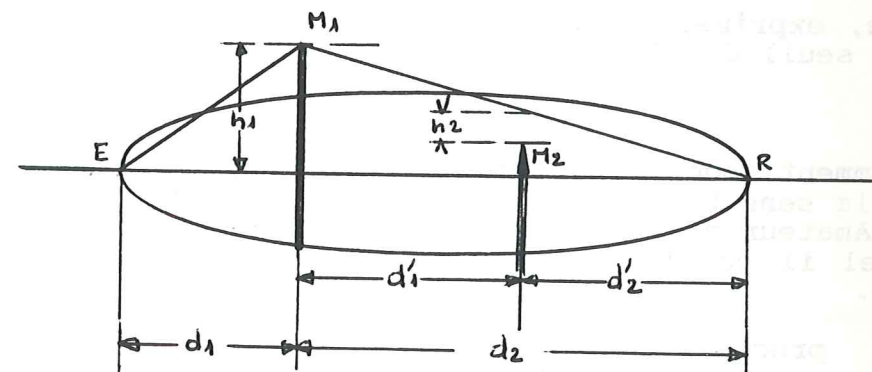
$$a = a0(DB) + am(DB) :$$

cas d'un masque unique:

Sur l'abaque, joindre h et r et lire sur l'échelle am  
remarque: lorsque h est négatif (en dessous du rayon radioélectrique), am est inférieur à 6 DB. Pour h = r, am = 16 DB.

cas de deux masques:

$$am = am1 + am2$$



am2 sera évalué en mesurant h2 par rapport à la ligne M1R ou EM1 et en calculant r en fonction de F1 d'1 et d'2.

8.3.4: Une terre unie pénètre dans la première zone de Fresnel:

$$a = a0 + ar (DB)$$

premier cas: il n'y a pas de visibilité radioélectrique entre E et R:

ar = L1 + L2 + L3 : voir calcul par abaque tel que décrit au 4.2

deuxième cas: il y a visibilité radioélectrique entre E et R:





procéder comme ci-dessus à la détermination de  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $L_1$  et  $L_2$  et en affectant  $L_3$  du signe de  $D_3 = D - (D_1 + D_2)$  c'est à dire du signe - puisque la somme  $D_1 + D_2$  est supérieure à la distance totale  $D$ .

*Troisième cas:* la coupe fait apparaître des obstacles à flancs raides en plus d'un niveau terrestre moyen situé à l'intérieur de la première zone de Fresnel:  
Afin de simplifier les calculs, on détermine tout d'abord l'affaiblissement de rotondité  $a_r$  en fonction de  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $F$ ,  $D$ ,  $k$  puis  $a_m$  en fonction de  $h/r$ .

Les termes  $a_0$ ,  $a_r$ , et  $a_m$  sont additionnés en tenant compte des remarques ci-après:

- le niveau terrestre équivalent s'obtient en faisant abstraction des masques à flancs raides;
- la hauteur du masque franc est toujours mesurée par rapport à la ligne directe ER mais on retranche 5 DB à chaque masque émergeant du niveau terrestre équivalent.

#### 8.4 / EVALUATION DE LA PUISSANCE MOYENNE DE RECEPTION

Elle s'établit en appliquant la formule explicitée au paragraphe II.

$$Pr = Pe - Le + Ge - A + Gr - Lr$$

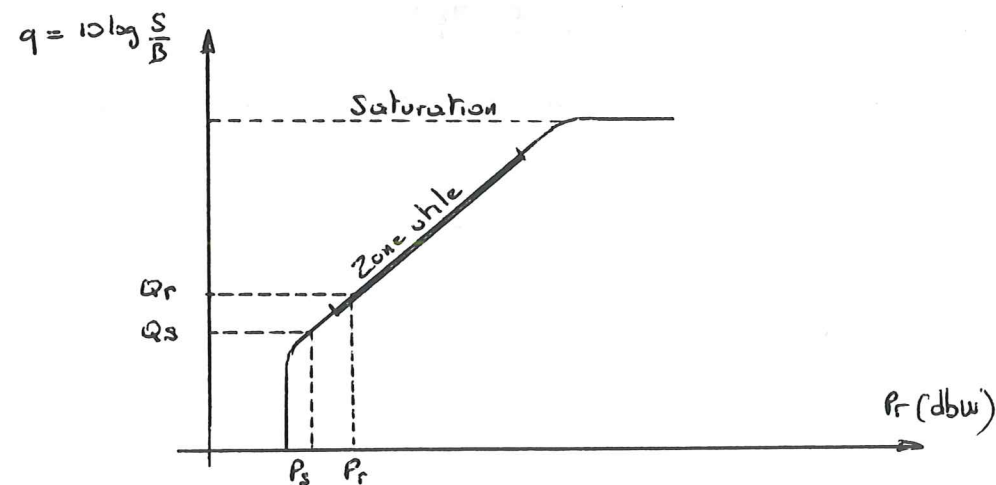
#### 8.5 / FAISABILITE DE LA RELATION.

C'est la marge, exprimée en DB entre la puissance de réception  $Pr$  et la puissance de seuil du récepteur.

$$Pr > Ps \text{ (en DBW)}$$

Elle est évidemment fonction des caractéristiques propres au récepteur et surtout de la sensibilité de l'étage d'entrée aux signaux faibles. Reste pour un Amateur à apprécier à sa juste valeur le niveau du seuil à partir duquel il considère qu'un signal est simplement audible ou compréhensible.

Des normes précises existent et, en télécommunications professionnelles, on considère par exemple qu'une relation hertzienne analogique multiplexée possédant une marge de 12 DB autorise une fiabilité à 99% du temps



Dans le domaine de l'émission d'amateur, le but à atteindre n'est pas le même car la recherche de la performance prime sur la fiabilité. Les quelques données ci-dessus permettront toutefois, je l'espère, à certains d'entre vous d'optimiser leurs conditions de travail et de préparer - pourquoi pas - de nouveaux records.

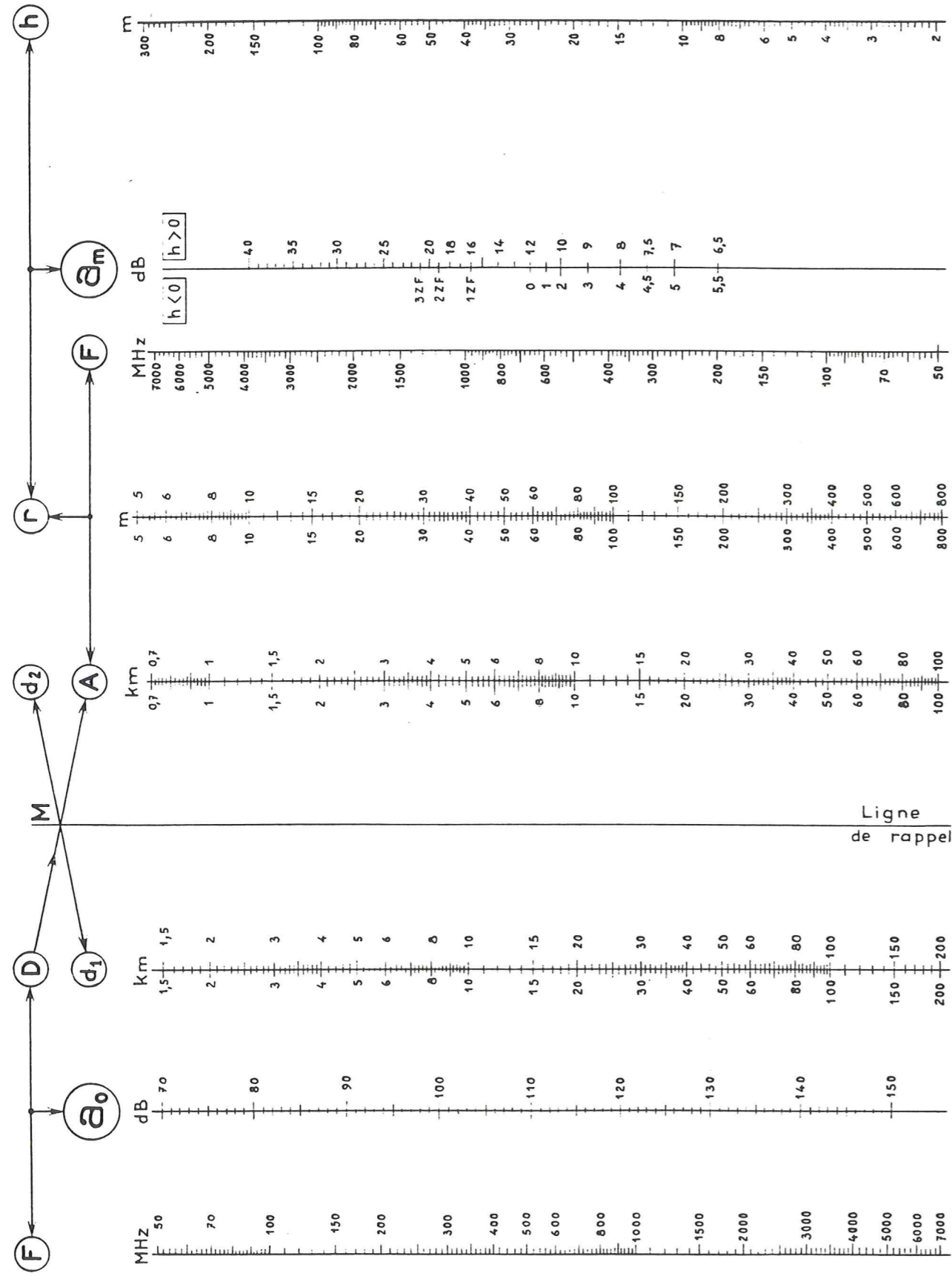
-----

FGANQ

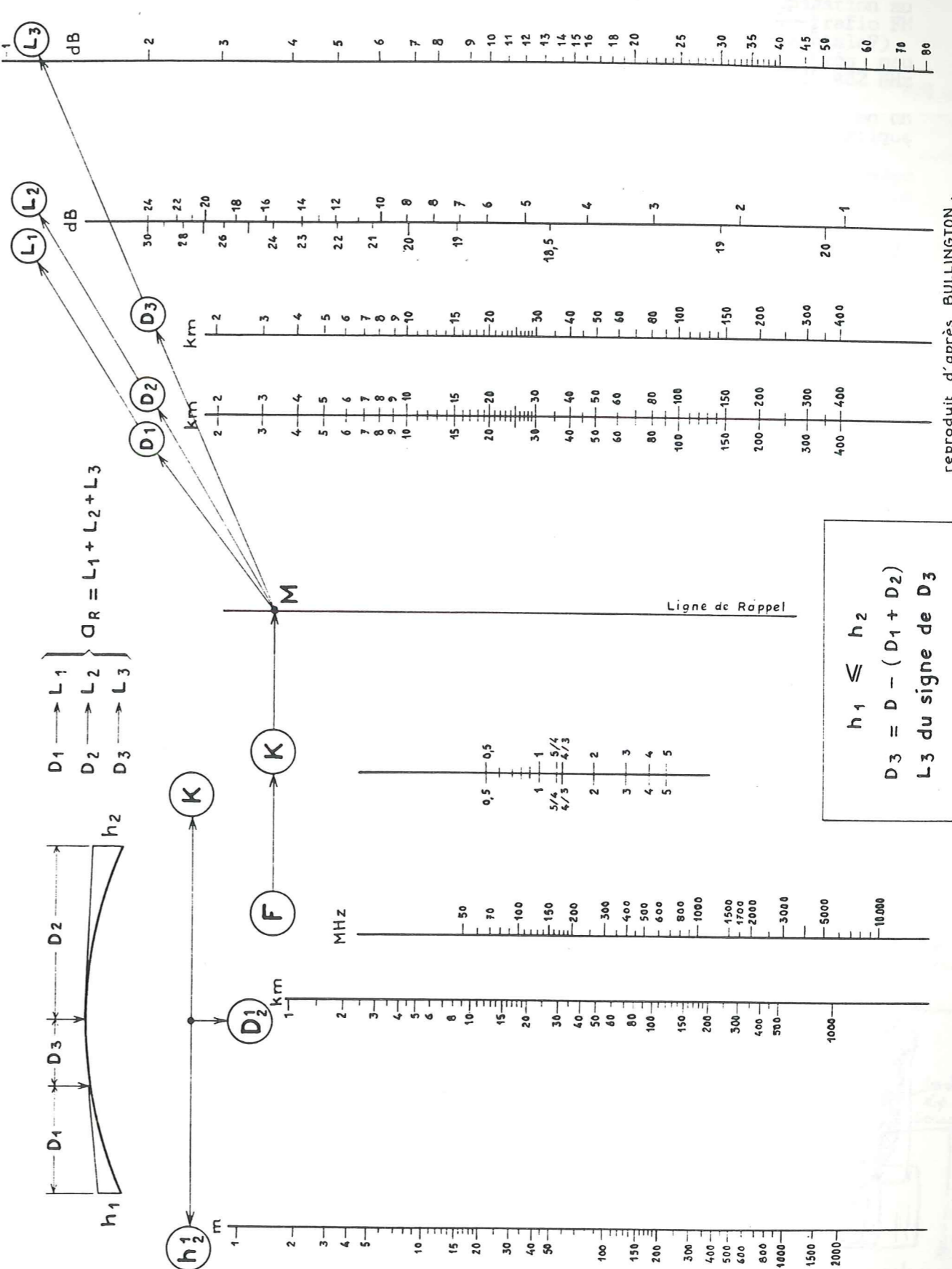
(d'après notes de cours spécialiste FH/TSI)



# AFFAIBLISSEMENTS (espace libre et masque)



# AFFAIBLISSEMENT (rotundité terrestre)





Tant vaut l'antenne, tant vaut la station. Ce dicton vaut aussi pour la station mobile. L'antenne doit être adaptée au trafic. S'il est très facile de mettre en place une verticale sur un mobile, elle ne sera bien adaptée que pour du trafic en FM, et ne donnera que de piètres résultats, sauf propagation au dessus de la normale, pour le trafic en BLU (faut-il rappeler que le trafic FM se fait en polarisation verticale, le trafic BLU en polarisation horizontale?).

Contrairement aux antennes verticales, l'antenne HALO a été très peu décrite (Radio-REF 1/77, Halo 144MHz par F6AXL et Radio-REF 6/79, Halo 432 MHz par F5FM), il est donc bon de la faire ou refaire connaître.

Brièvement, c'est un simple dipole demi-onde, horizontal et formé en un cercle (certains lui donnent une forme carrée), lui donnant une caractéristique pratiquement omni-directionnelle.

Très en vogue avant les années 80, l'antenne HALO s'est raréfiée avec l'avènement des relais FM, mais semble revenir au goût du jour à en juger le nombre croissant de stations mobiles pratiquant la BLU.

Ayant choisi de disposer d'une antenne efficace, on ne rentrera donc pas dans cette description dans des considérations esthétiques et mécaniques de systèmes de fixation.

L'antenne décrite ici est une amélioration de celle présentée en son temps par F6AXL:

- Le support de l'antenne sert de ligne coaxiale d'alimentation de l'antenne.
- l'écartement de l'élément rayonnant est maintenu par une pièce en Téflon.
- L'adaptation est toujours effectuée à l'aide d'un gamma-match sans capacité d'accord qui ne résisterait pas à un usage intensif tout temps.

Les principaux éléments à se procurer sont:

- 1m de tube de laiton, diamètre ext. 6 mm.
- 50 cm de tube de laiton, diamètre 8/10 mm.
- 30 cm brin laiton, diamètre 3 mm.
- une fiche N mâle UG21
- un bout de KX4 et 5cm de téflon diamètre 8mm.

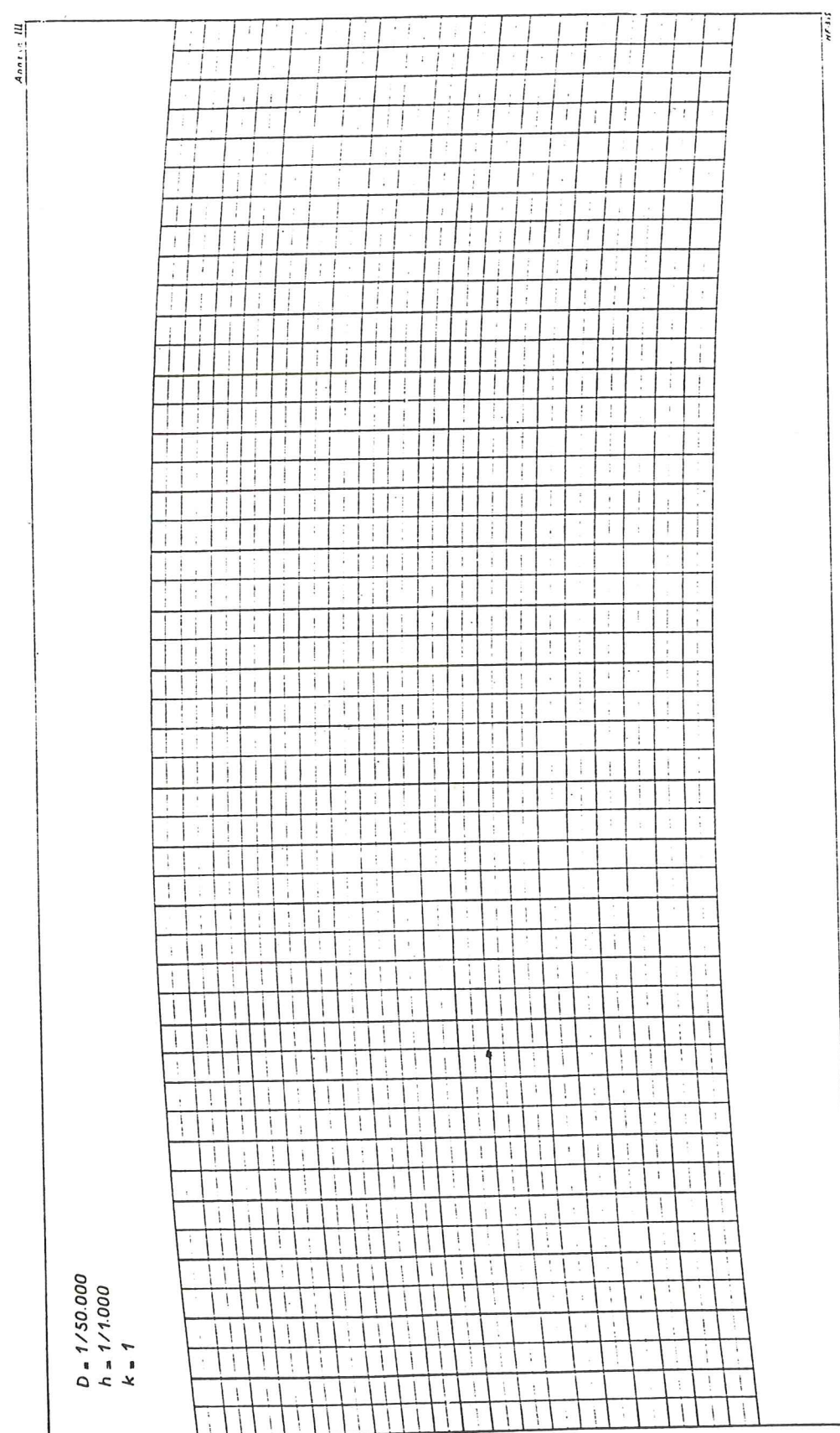
L'antenne se connectera sur une prise N femelle de chassis pour coax 6mm (Radiall 161256), qui pourra être montée sur une fixation de gouttière (celle qui sert habituellement à supporter une verticale OM ou CB).

Montée ainsi depuis plusieurs années sur une RENAULT Express diesel (diesel = pas de parasites d'allumage) cette antenne a plus de 150000 km et de très nombreux et excellents QSO à son actif, sans jamais faillir.

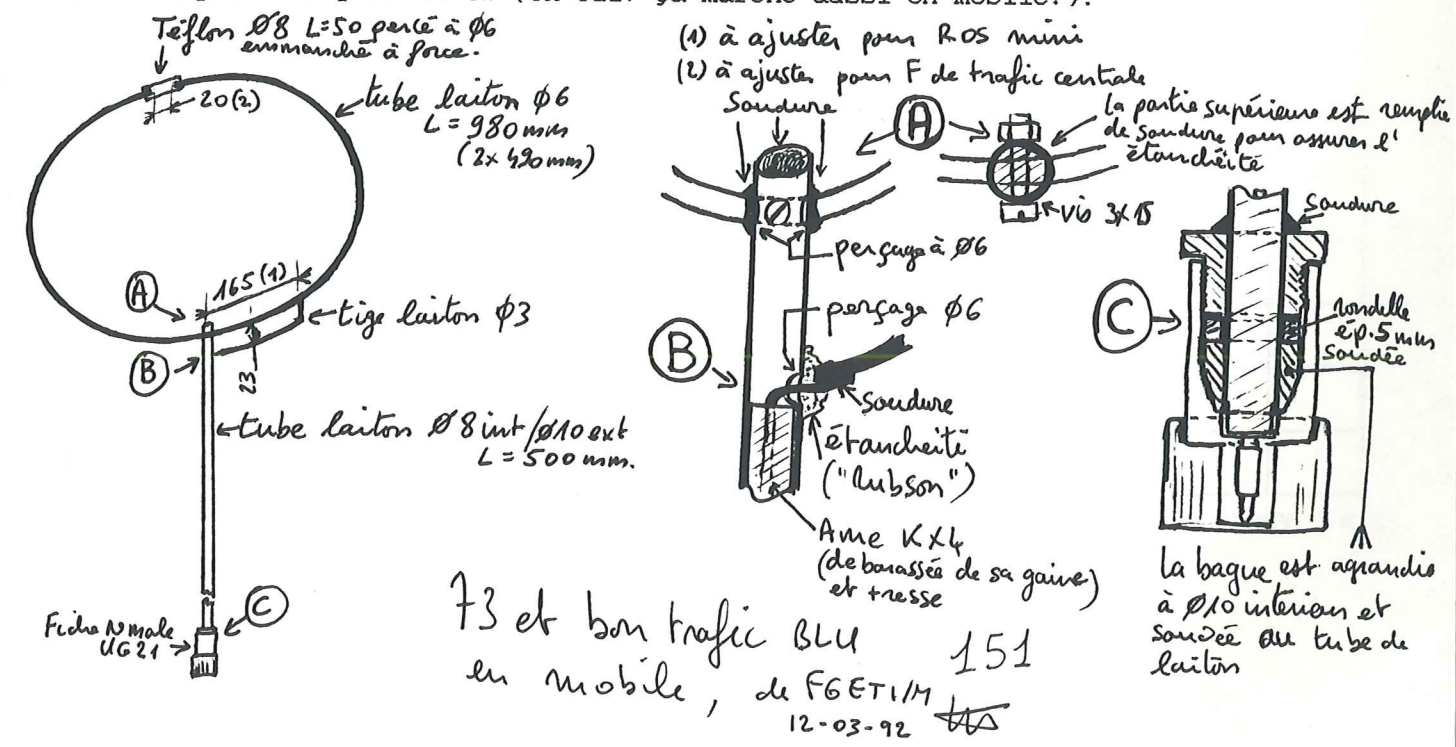
Réglages: l'écartement des brins détermine la fréquence de résonance. C'est très pointu et c'est la raison de la pièce de maintien en téflon (tension HF maxi à cet endroit). La longueur du gamma-match détermine l'adaptation. On doit obtenir un ROS de quasiment 1/1 sur 144.300 MHz. Bien réalisée, l'antenne a une bande passante est très étroite, et le ROS augmente très vite dès que l'on s'écarte de  $\pm 200$  KHz.

Un dernier conseil: pour bien entendre, un préampli est indispensable (CF300 classique), et pour se faire entendre, il faut des watts, 50 à 100W (MRF 247 par ex.) donnent un système équilibré.

Station de F6ETI/M: FT-480 avec émission et réception séparées, ampli MRF 247 (80W out), préampli CF300, relais coax unique TX/RX commandé par le PTT, commutateur d'antenne sélectionnant l'antenne Halo ou un quart d'onde vertical, mini manipulateur pour la CW (eh oui! ça marche aussi en mobile!).



D = 1/50.000  
h = 1/10.000  
k = 1



F3 et bon trafic BLU en mobile, de F6ETI/M 12-03-92



METEOR SCATTER SKEDS

DATE :

TIME	CALL	LOC.	FREQ.	MODE	SP.RX	SP.TX	SEQ.	BRK.	START	ANT	PWR
00-01											
01-02											
02-03											
03-04											
04-05											
05-06											
06-07											
07-08											
08-09											
09-10											
10-11											
11-12											
12-13											
13-14											
14-15											
15-16											
16-17											
17-18											
18-19											
19-20											
20-21											
21-22											
22-23											
23-00											



CW METEOR SCATTER	
Call :	Locator :
Antenna :	Power :

**SKED WITH :**

Call : \_\_\_\_\_      Locator : \_\_\_\_\_      Date : \_\_\_\_\_      Time : \_\_\_\_\_  
 Frequency : \_\_\_\_\_      First : \_\_\_\_\_      Antenna : \_\_\_\_\_      Power : \_\_\_\_\_  
 Speed RX : 800 1000 1200 1500      lpm      Speed TX : 800 1000 1200 1500      lpm

PERIOD	PINGS	BURSTS	MAX	RX	TX	REMARKS
0-2,5						
2,5-5						
5-7,5						
7,5-10						
10-12,5						
12,5-15						
15-17,5						
17,5-20						
20-22,5						
22,5-25						
25-27,5						
27,5-30						
30-32,5						
32,5-35						
35-37,5						
37,5-40						
40-42,5						
42,5-45						
45-47,5						
47,5-50						
50-52,5						
52,5-55						
55-57,5						
57,5-0						



Do not write above this line.

# ARRL INTERNATIONAL EME COMPETITION

CALL USED \_\_\_\_\_

**CHECK ONE:** Single Operator Station \_\_\_\_\_ Multioperator Station \_\_\_\_\_

If multioperator, show calls of all operators, loggers .....

Band	QSOs	Multipliers
50 MHz		
144 MHz		
220 MHz		
432 MHz		
1296 MHz		
MHz		
MHz		
TOTALS		

QSOs (X 100)

X Multiplier

= CLAIMED SCORE

_____
X _____
= _____

Check here if ALL equipment is NOT amateur owned.

**Equipment Description:**

Transmitter ..... Receiver .....

Antennas .....

*"I have observed all competition rules as well as all regulations established for amateur radio in my country. My report is correct and true to the best of my knowledge. I agree to be bound by the decisions of the ARRL Awards Committee."*

Date ..... Signature ..... Call .....

Note your soapbox and other comments. Enclose your photos, as well as your logs and check sheets, and mail promptly to:  
 ARRL Communications Department, 225 Main Street, Newington, Connecticut 06111.

Print or type:

NAME: \_\_\_\_\_ CALL: \_\_\_\_\_

ADDRESS: \_\_\_\_\_









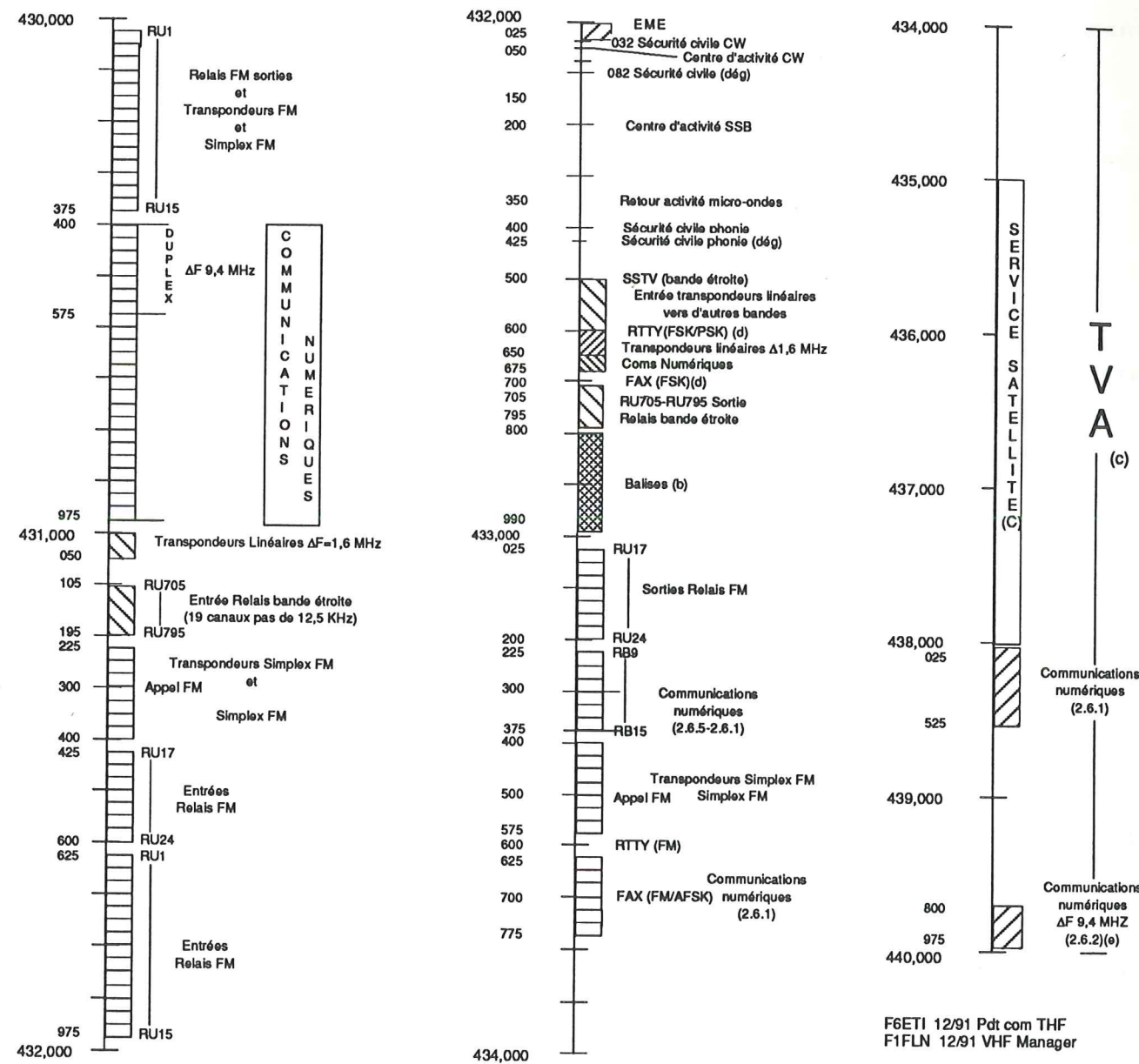








# PLAN DE BANDES 430 - 440 MHz



- a) La CW est autorisée dans l'ensemble de la bande 432,000 à 432,800 MHz. Elle est exclusive entre 432,000 et 432,150 MHz.
- b) Pas d'émission autorisée dans la bande Balises.
- d) Lors de l'installation de transpondeurs linéaires, les fréquences RTTY(FSK/PSK) sur 432,600 et FAX sur 432,700 MHz seront respectées.
- e) Utilisation pour les communications numériques également dans les zones côtières en cas de SYLEDIS dans les mêmes conditions qu'en 2.6.1.

2.6.1 Afin d'éviter toute perturbation avec les autres utilisateurs, la mise en place d'un système de communications numériques sur les portions 433.625 - 433.775 MHz ne se fera qu'après une concertation locale, avec des moyens adaptés (antennes directives à polarisation verticale, puissance adaptée à l'établissement de la liaison) et en cas de dernier recours. Il en sera de même, et à forciiori pour la portion 438.025 à 438.525 MHz.

2.6.2 Des liens duplex à écart 9.4 MHz entre 430.400-430.575 MHz et 439.800-439.975 MHz pourront être mis en place. De préférence, les fréquences de haut de bande seront utilisées en réception dans les zones urbaines à forte densité radioamateur. Dans tous les cas, des antennes directives à polarisation verticale seront utilisées. La puissance nécessaire à l'établissement de la liaison ne sera pas dépassée. Les canaux des fréquences les plus élevées seront utilisés en priorité.

2.6.3 Si malgré tout des problèmes subsistaient, la commission THF sera saisie.

2.6.4 Les canaux 430.950 à 430.975 MHz et 432.650 à 432.675 MHz sont attribués aux communications numériques.

2.6.5 En cas de problème avec SYLEDIS, le segment 433.300 à 433.375 MHz sera partagé entre les relais phonie et les communications numériques, avec un arrangement entre les deux commissions, et dans les mêmes conditions qu'en 2.6.1.

F6ETI 12/91 Pdt com THF  
F1FLN 12/91 VHF Manager



DJ5BV  
G. Parzonka  
24. FEB. 1992

3cm STATIONEN (SSB,CW) nach SUFFIX  
\*\*\*\*\* Stand 02./1992 \*\*\*\*\*  
(nur aktive stn nach DUBUS, RadCom,  
eigene Beob. Zeitraum 1985-1992)

FE1FH1  
FE1S  
FE1FLW

CALL:	old	new	QTF	QRB	Name	Ant	PWR	Bemerkungen:
DK6AB/P		JO41PU	...	...				
IW6AEG/6	GD	JN63..	...	...				
SM6AFV	GR25B	JO67LR	...	...	Jens		.2	ØØ46-33-165426
HB9AGE	DH	JN37..	...	...				
'G8AGN/P	ZN56	IO93..	...	...				
PEØAGO/P	DM53A	JO32FI	...	...	TON		.3W	(PE1CJW)
PA3AGS	CM26J	JO22KQ	...	...				
'F1AHO	DI	JN38..	...	...				
OK1AIY/P	HK28C	JO7Ø..	...	...				
HB9AJF	EH	JN47	...	...				
LA8AK	DS8ØB	JO38XC	...	...	JANMARTI			ØØ47-4287178
IW4AKY/P	FE	JN54..	...	...				
IW1ALW	DF	JN35..	...	...				
HB9AMH/P	DH66C	JN37..	...	...	ARNOLD	1m	17W	
Y24AN/P	GK...	JO6Ø	...	...				
'I4AOR	FE	JN54..	...	...				
OZ8AO/P	GQ...		...	...				
OE6AP		JN77SB	...	...	ALOIS			
PAØASH	CM54G	JO22..	...	...	TONI	.75m	1W	
IW4ASY	FE...	JN54..	...	...				
GW3ATM/P	YL...	IO81..	...	...				
OK8AUS			...	...				via OK1KEI/p
PAØAWN	CM73J	JO22GB	...	...	ALBERT			
PAØBAT		JO31FX	...	...	GERARD			
'I2BBH/2	EE	JN44..	...	...				
DL4BBU		.....	...	...	WERNER			
'F6BCU	DI...	JN38..	...	...				
SM5BEI		JO89XK	...	...	LENNART		.1W	ØØ46-8354958
'I4BER	FE...	JN54..	...	...		1m	1.5W	EME T:Ø5151Ø64Ø
IWØBFZ	GB	JN61	...	...				
DLØBG/P	FM53J	JO52GH	...	...				
'G8BJG/P		.....	...	...				
DC4BK	EN75D	JO43LA	...	...	HANS			T:Ø42Ø2-6781
DL1BKK		JO43NA	...	...	WERNER			
OE2BM/P	HI...	JN78..	...	...				
DKØBN	DJØ9B	JN39VX	...	...				
'G3BNL		IO92KA	...	...	LESS			
DKØBN/LX/P		JN39BW	...	...				
'GØBPU	AM...	JOØ2OB	...	...	MIKE			
DC7BQ	DK25E	JO3ØKP	...	...	WILFRIED			T:Ø2255-4689
DC7BQ/P	DK35J	JO3ØKN	...	...	WILFRIED			
9H1BT	HV	JM75..	...	...				
DC9BU/A	EL6ØB	JO4ØXI	...	...	HEINRICH			
DJ5BV	DK26H	JO3ØMR	...	...	GERD	.9m	1ØW	Ø228-64113Ø
OH2BWL	MU	KP2Ø..	...	...				
DB1BX	DMØ8D	JO32OT	...	...	RUDI			
YU3CAB	HG	JN76..	...	...				
'G4CBW	YN79J		...	...				
DC8CE		JO44RT	...	...	HANS			Ø461-62711
'F6CGB/P	CE	JN24	...	...				
'I4CHY	FE...	JN54..	...	...	MARCO	4m		ØØ3951723184 (PEØAGO)
PEØCJW	DM53H	JO32FI	...	...				
'I3CLZ/3	FF	JN55..	...	...				
PE1CMO	CM	JO22	...	...				
'G6CMS/P	AL...	JOØ1..	...	...				
DC6CM/P	DKØ7D	JO3ØQV	...	...	KLAUS			
OZ1COX	FP...		...	...				



SMØCPA		JO89XH	...	LARS		Ø046-8803321	
PAØCRA	CM75A	JO22PI	...	PETER	.5m 2ØW	Ø031-348014509	
SKØCT							
DBØCU		JN48BU		BAKE			
HB9CUA	DG	JN36..	...				
'G8CUX/P			...				
DF9CY	ELØ2A	JO41DX	...	CHRIS			
C8EC/P	FH	JN57..	...				
DCØDA	DL48A	JO31SL	...	JUERGEN		Ø231-460161	
DD8DA	DL47H	JO31OL	...	JUERGEN			
OZ1DAT	FP...		...				
DK2DB		JN48FW	...	Ewald	.5m .65W		
LX1DB			...				
'G4DDK		JOØ2PA	...	SAM		Ø044-3948495	
'I1DDS/IX1	DF	JN35..	...				
'F1DED	BI11d	JN18CS	...	Claude		Ø0331-39464914	
'G6DER	ZN...		...				
SMØDFP	IT	JO89..	...				
DB1DI		JO41DE	...				
OK1DIG/P	GK4ØJ	JO6ØWN	...				
DBØDI/P	DLØ9G	JO31TW	...				
'F6DKW	BI12F	JN18CS	...	Morice	.3m .1		
PA2DOL	CLØ3J	JO21GW	...	DOLF	.5m 1ØW		
DF5DP		JO31OM	...	NORBERT			
'F6DPH/P		JOØ9CR	...	PHIL			
'I3DRE	FF...	JN55..	...				
PA2DRV	CL	JO21..	...				
LX1DU	CJ4ØD	JN29XM	...	FRANK	.5W	T:Ø352556765	
DD9DU		JO31RO	...	GERD			
DJ2DY		JN39OI	...	RAINER	.4m .15	Ø6821-53658	
'F6DZK	AI...	JNØ8..	...				
SM7ECM	GP26C	JO65NQ	...	ANDY	1.5W	Ø046-40465606	
OE1EEA/3	HH...	JN77..	...				
'GØEIV/P	YM	IO82..	...				
PI4EME	DL51H	JO31AI	...				
'G4EML/P			...				
DF1EO	DL66F	JO31ND	...	JUERGEN			
DJ6EP	DL34H	JO31JO	...	ROMAN		Ø2134-34201	
DF1EQ	DL76A	JO31NC	...	REINHARD	.4m 4ØmW	Ø2174-8295	
'G4EQD		IO93QN	...	NIGEL			
SM7EQL		JO65NR	...	BENGT		Ø046-4647342	
OE9ERC		JN47VL	...				
SM6ESG	GR72H	JO67CC	...	MORGAN	1m 1ØW	Ø046-340-81436	
DJ8ES/P	DL46B	JO31JF	...	WOFGANG			
G3KEU/P			...				
PAØEZ	CM67H	JO22OF	...	ARIE	.75m 4W	Ø031-35-41408	
DBØEZ		JO31BS	...	BAKE	1W	10368.015	
'G4EZP/P		JOØ1QE	...				
DL5FAB		JN49FW	...	Manfred	.9m 15W	T:Ø615263129	
DH6FAE/p		JO4ØPM	...		1 W	Ø6650-336	
DH9FAH/p		JN49QU	...				
DL4FBN		JO3ØWC	...	Reinhard		Ø6774-509	
ON5FF	BL	JO11..	...				
DK3FF/P	DK16G	JO3ØMT	...	ERNST	.6m .25W		
OZ2FF/p	GQ...		...				
'F1FHI/p		JN25VV	...	JeanPier		..40057015	
DD8FI/P	EK63H	JO4ØFF	...	THOMAS	15m	now:DH9FAH	
OZ1FJJ	EQ...	JO46..	...				
DJ7FJ/P	EH11H	JN47AU	...	SEPP	1m 1.5W	T:Ø7832-3884	
'I4FKD/4	FE	JN54	...				
Y24FN			...				
'G3FNQ/P	YN...	IO83..	...				
PA3FPQ		JO21VX	...	Johan	.9m .15W		
PA3FPS	CM44E	JO22IJ	...	TEO	.7m .1W	..23374139	
DB8FP/P	EK63H	JO4ØFF	...	GUENTHER	15m		

'G4FRE/P	AL	JOØ1..	...				
'G4FUF			...				
DFØFU/P		JO4ØXL	...				
'G8FWA	ZM...		...				
DC7FX	DK27H	JO3ØOR	...	DETLEF			
OE5GGM			...				
PE1GHG	CLØ3C	JO21GW	...	JOHN		Ø031-104515352	
GW1GHZ/P	YM...	IO82..	...				
DK7GN/P	EI	JN48..	...				
'FØGOH/P	DH	JN37..	...				
'G3GRO			...				
PAØGUS/P		JN23TA	...				
DL3HAL	FN22D	JO53EP	...	JOCHEN			
DLØHC/P	EL63G	JO41FE	...	(JUERGEN	.9m .8W		
OZ1HDA	ER...	JO47..	...			T:..458889301	
'F1HDF	BI...	JN18..	...				
DJ4HH	FK	JO5Ø..	...				
PA2HJS	CK1ØB	JO2ØXX	...	HENK	.75m .3W	T:..44924980	
OK1HK/P	HK	JO7Ø..	...				
DJ5HN		JO4ØJH	...	ERWIN	.6m .75	Ø6031-61698	
'G8HPU/P	AM	JOØ2	...				
'G8HPW/P	ALØ7B	JOØ1QX	...				
DKØHT/P	EK37F	JO4ØOM	...				
OZ7HVI/P	FP...		...				
SM6HYG	FS58C	JO58SH	...	KARL	1.4m 5W	Ø046-523-11032	
DC6HZ/P		JO3ØLN	...				
DD5IC/P	EL25F	JO41LR	...				
DK5IE	EJ72C	JN49EB	...	FERI	1.Øm .8W		
IK3IEO/3	GG...		...				
'G8IFT/P			...				
SMØIKR		JO89WF	...	GORAN		Ø041-87781637	
DK4IK/P		JN48IV	...				
DF9IL/P	EI...	JN48CO	...				
'Y4IN/P	GK...	JO6Ø..	...				
'F6IOC/P		JN36ER	...				
OZ1IPU	FR54J	JO57II	...				
DBØIS		JO51GT	...	BAKE		10368.862	
DJØIX/P	DK16G	JO3ØMT	...	Ann	.6m .25W		
DF6IY		JN48EU	...	Nobi			
DB9JC	DL11J	JO31BT	...				
OE8JDK/8	GG	JN66	...				
PAØJGF	DM54J	JO32IH	...	JAN			
DJ6JJ	DL55D	JO31LG	...	HEINO	.8		
DKØJJ	JO31N	JO31NE	...	JUERGEN			
DBØJK		JO3ØLX	...	BAKE		10368.790	
DBØJL	DL76A	JO31NC	...	BAKE		10368.115	
Y27JL			...				
'G3JMB			...				
PAØJME	CL	JO21	...				
'G3JMV			...				
YU3JN		JN65..	...				
'G4JNT			...				
OE1JOW	II	JN88..	...				
PAØJOZ	CM63H	JO22FF	...	JOS		Ø031-171915472	
'G3JVL		IO9ØMS	...	Mike	1Ø W	Ø044705464482	
DBØJX		JO31FF	...	BAKE		10368.810	
OZ1JXY	EQ	JO46..	...				
DK2KA		JO3ØLX	...	Horst			
OK1KAI/P	GK	JO6Ø..	...				
DF7KB	DKØ7D	JO3ØQV	...	WOLFRAM			
DL8KBR		JO31KA	...	HARTWIG	.15W		
DF7KF		JO3ØHU	...	DITHMAR	Ø.6 Ø.1		
DD9KG	DKØ6F	JO3ØNV	...	HOLGER		Ø220314782	
OK1KIR/P	GK45D	JO6ØLJ	...				
DC9KK	DK16J	JO3ØNT	...	PETER		Ø2241-42949	



OK1KKD/P	HK	JO70..			
OK1KKH/P		JN79OW			
DB5KN				MIKE	6mW
OK1KQT/P	IK	JO80..			bei DF9PY
'G8KQW/P	ZM...	IO92..			
DK1KR	FN04G	JO53HW		WALTER	T:0405704
OE1KTC/5	GI	JN68..			
OE1KTC	II	JN88..			
DJ6KW					
OK1KZN/P	HK	JO70..			
'G0KZP/P					
LA6LCA	FT...	JO59CU		LEIF	0047-33-84063
DF9LN		JO31VJ		UWE	02372-61405
OE6LOG	HG	JN76..			
'G3LQR	AM67B	JO02QF		SIMON	004472-878493
'G4LRT					
'G6LSD/P					
GW4LXO/P		IO81..			
PE0MAR/P	CL01A	JO21BX		RON	.6m .4W PA3BPC
OE9MDI	EH	JN47			
DL1MEZ/A		JN57UU		Sepp	1.2M 12 W bei DL0NN
OE8MF					
HB9MIN/P	DH66.	JN37OE		ERICH	:0041-65651639
HB9MIO/P		JN37WA		Ferdinan	.7 1
OE8MI/8	HH	JN77..			
HB9MMM/P	DH	JN37PG		Püüp	.4 m .2 W
DK9MN		JN58TC		MANFRED	0.6 0.4 089-632088
TK4MS	EC	JN42..			
'G1MUW/P					
OK1MWD/P	GK...	JO60..			
DK0NA	FK58B	JO50SI			
DF6NA		JN49WR		Michael	0.6 20 W
DL6NAQ/P	EK60B	JO40XI		Engelber	
DG7NBE/P	EK60B	JO40XI			
OH0NC		JP90XC		HOLGER	00358-2813068
DL6NCI	FK58B	JO50SI		LORENZ	20 09293-7013
DG9NCL/A	FK	JO50..			
DK2NH	FN31A	JO53BO		HEINZ-GU	
DC3NI/P	FK	JO50..			
'G3NKL/P	YO59	IO84..			
'G3NKL/P	ZM	IO92..			
DL0NN/P		JN57UU			
DL3NQ	EJ34J	JN49IN		DIETER	1.6m .5W T:06201-62432
OE8NTK	GG	JN66..			
DB6NT/A	FK58B	JO50SI		MICHAEL	20 09288-8232
DC8NV	FI79H	JN58TC		LUDWIG	
OZ2OE/P	EP...				
ON5OF/P		JO30AM			
DF0OG		JO41PU		ULI	CONT:05283/615
DF1OI		JO42TF			
ON6OO		JO21JH		Bert	003233123087
'I3OPW/3	GF...				
DC8OT	EO72A	JO44DC			
DC9OT		JO42UK			
DC9OT/P		JO41PU			
'G3OXL	YM...	IO82..			
DB7OZ/P		JO42UI		RUDI	0511-492703
PA0PB	DM53H	JO32FI			
'G4PBP	YM40a	291			
'G3PHO	ZN...	IO93..			
Y24PL					
PA0PLY	CM56G	JO22MH		JAN	.75m .2W 0031-250334591
'G4PMK	ZN13				
'G8PUB/P		JO01QE			
DK0PX		JN48JC			

G3PYB					
DF9PY/P	DK64B	JO30JF		STEPHAN	.6m .15W
SK5QA					.5m .2W
DC7QH	GM..	JO62..		KLAUS-DI	.1W
DK5QI		JO41KW		FRANK	T:05231-48133
'I4QIG	FE...	JN54..			
DK5QI/P					
Y26QL					
DJ8QL		JN49DX		Franz	:06131-839138
ON4QQ	CK0??	JO20..			
DL7QY	FJ61E	JN58BD		CLAUS	.6m 2W T:07951-7418
YT2R	HF...				
PI4RCG		JO22PE			
DL1RDL/P	GJ...	JN69..			
HB9RG	EH63B	JN47GF		HANS	1m 20W 0041-1-7299441
HG2RG/3	JG	JN96..			
DA4RG/P	GK29d				.6m .12W
'G1ROR/P					
DL1RQ/P	GJ...	JN69KA		PETER	1.2m .6W 09923-567
DL1RQ/P		JN68KX			
DC6RW	EJ44G	JN49HK		Udo	
DC6RW/p					
HA9RX/DL/P				WERNER	bei DF9PY
DL6SAQ/P		JN48UO		WALTER	07308-7179
DH1SBJ	EI06C	JN48OW		ROLF	30dB 20 W
DL9SH/A		JN49DN			
DF5SL/P		JO40FF		RICHARD	.7m .7W
PA0SQE		JO21FW		SIMON	.25W
DF0SSB/P		JN49QU			.7m .25W
HB9SV	EF...				
'G8SWA	ZM35D	IO92LM		JULIAN	0044533402952
LA1T	FT	JO59..			
DJ6TA		JO30MS		ULI	
PA0TAB	DN64H	JO33HF		JOHAN	
YU3TAL	GF	JN65..			
DF5TC/P		JN48JC			
DC6TV		JO30MT		HORST	02208-3995
DL0TY		JO42UI			
DK3UC		JO42VL		ULI	.7m 20W
DK3UC/P	EL17A	JO41PU		ULI	**T:0511-611703
DK3UC/I3		JN65HM			
DF0UD					
OK1UFL/P	HK	JO70..			
ON6UG		JO11..			
DC8UG		JO30UH		HARALD	
DC4UI	EI32G	JN48CN			
OZ5UJ/P	GQ...				
DL0UL/P	EI69E	JN48UO			
OZ1UM					
DK2UO	DL74E	JO31IA		BJARNE	45-42287033
DJ8UQ				HAJO	2W T:02238-42845
'G4UQI/P	YO53	IO84..			
YU3URI	HG	JN76..			
DJ6UT/P	DK07H	JO30OX		RICHARD	
DB3UU	EJ37F	JN49HM			
DK1UV	EL12G	JO41CT		DIETER	1.5m 20W T:025298075
DC6UW		JO44VJ		NORBERT	T:04356-351
OK1UWA/P		JO70UR		Peter	(OK1AXH)
'G3UYM	YM...	IO82..			
YT3V	HF	JN75..			
OK1VAM/P	GK	JO60..			
DF6VB	DL28H	JO31QP		ALFONS	
'G3VKV					
ON5VK/P					
OE5VRL/5		JN78DR		Rudi	1.5 1 W 004372152039



DJ9VS	EJ33A	JN49GO	...	HILMAR	.5m .1W	
LA3VW					.5m .2W	
DF7VX	...	JO41JQ	...	HELLMUT		
DB2VY		JN39NI	...	FRANK		T:06824-5537
PI4WAG		JO22TA	...			
'G3WDG		IO92RG	...	CHARLIE		0044933411446
OK1WFE/P	HK	JO70..	...			
DL0WI		.....	...			
YU3WI	HF	JN75..	...			
LA4WN	FT	JO59..	...			
'F8WN/P		.....	...			
ON7WR/A		JO20EP	...			
OE1WWA/3		.....	...			
PA0WWM	CM63G	JO22FE	...	WIM	.2W	
OE8XBB/8	GG	JN60..	...			
'I6XCK	GD...	JN63..	...			
'I6XCK/IS0	EZ	JM49..	...			
DD1XD	FN04E	JO53IV	...			
'G4XDM	YM...	IO82..	...			
DC9XG	EN37F	JO43OM	...	HORST		04761-3987
DC9XO	EM14E	JO42IU	...	MANFRED		
DF3XU	FN31A	JO53BO	...	HARTMUT		
OE3XUA	HH10B	JN77XX	...			
DJ6XV/P	DL36H	JO31MO	...	PETER	.4m	
DC3XY	EN20E	JO43WS	...			
DL5YAG		.....	...			
'G3YGF/P		.....	...			
DJ4YJ	GJ...	JN69..	...			
ON7YK		JO21GG	...	ANDRE	.5m 0.5W	0032-3-6583206
DG9YN/P		JO42EC	...	ULLI		
G3FYX/P		.....	...			
'I6ZAU	GD...	JN63..	...			
DJ5ZE	EK54J	JO40IH	...	HERMANN		
DK2ZF	FN04A	JO53IW	...	ROLF		
'G3ZFP		IO91RT	...			
'I3ZH/3	FF...		...			
OZ9ZI/p	FR...		...			
'I3ZJL		JN55..	...			
GD3ZME/P	XO59	IO74..	...			
DF9ZT	EK43E	JO40IM	...	FRANZ		06403-64655
DF9ZT/P		JN49QU	...	Franz		

Bitte Ergänzungen / Korrekturen an mich melden, daß ich sie in die nächste Liste einbringen kann!

Awdh auf 3cm!

735

Genol, DJ5BV

DJ5BV @ DB0LJ  
 oder T: 0228 - 64 11 30  
 oder G. Parzonka  
 Waldstr. 16  
 5305 ALFTER 4