

Bonnes vacances, bonne santé, super trafic ..  
N'oubliez pas l'histoire de l'Auberge espagnole ..  
c'est **VOUS** qui faites le bulletin HYPER, avec vos  
**PHOTOS** pour la page UN et vos **ARTICLES**

**Edition, mise en page :**

F5LWX@WANADOO.FR

Alain CADIC

Bodevrel

56220 PLUHERLIN

Tel : 02.97.43.38.22

**Page UN**

François JOUAN (F1CHF@FREE.FR)

**Activités dans les régions :**

Dominique DEHAYS

F6DRO@AOL.COM

**Top liste, balises, Meilleures "F"**

Hervé Biraud (F5HRY@wanadoo.fr)

**Liste des stations actives et****Rubrique HYPER ESPACE**

FIGAA

jean-claude.pesant@IEMN.Univ-lille1.fr

**1200Mhz et 2300Mhz :**

FIDBE , Jean-Pierre Mailler-Gasté

Jpnmg@club-internet.fr

**Abonnement , Expédition**

F6GYJ Jacques GUIBLAIS

17 rue de Champrier

92500 Rueil Malmaison

tel : 01 47 49 50 28

jguiblais@club-internet.fr

**Reproduction / Impression**

Guillaume F1IEH - ART COMPO

83, Ave louis Cordelet - 72000 Le Mans

Tel 02 43 23 10 27 (artcompo@cegetel.net)

**Rubriques (Petites annonces, etc.)**

Olivier MEHEUT (F6HGQ@wanadoo.fr)

380 Avenue Guillaume Le Conquérant

76520 FRANQUEVILLE Saint Pierre

Tel: 02.35.79.21.03

**Venez nous rejoindre sur le  
REFLECTEUR HYPER .....**

<http://fr.groups.yahoo.com/group/hyperfr/join>

**Astroradio 2005 depuis Boissy le Sec (91) JN 18 BL****QSO avec F6APE / 49 en 5.7GHz**

Participation pour démonstrations hyper en 5.7 et 10Ghz.

**Conditions de travail:**

- station 5.7 : parabole 75cm Visiosat, source: cornet de fabrication F4AQH, transverter: DB6NT 432 vers 5760MHz facteur de bruit 1dB mesuré par F1JGP chez Philippe F6DPH à l'entrée du relais SMA, .8W (ampli Alcatel reconverti)
  - station 10Ghz (non représentée), je change le bracon pour en mettre un autre supportant le transverter DB6NT 432 vers 10368MHz (facteur de bruit mesuré par Patrick F1JGP: 1.3dB à l'entrée du relais SMA), source Visiosat et 4W.
- Ces montages "à la Dubout", qui craignent l'eau, tournent en portable depuis 3 ou 4 ans, DX: G4ALY en 5.7 et 10G depuis le dpt 64 avec cette station.  
Jacques F6AJW

page UN par le CHeF

page 2 Les infos par F6DRO

page 3 la Top Liste par F5HRY

page 4 Les rubriques par F6HGQ

pages 5 Les plus belles distances Françaises et les balises par F5HRY

pages 6 à 11 Quelques idées sur les blindages par F8IC

page 12 à 16 Ma balise par W3HMS

pages 17 Résultats des JA de Juin 2005 par F5AYE

page 18 Commentaires des JA par F5AYE

page 19 et 20 Infos dans les régions par F6DRO

page 21 CR des JA de mai et juin sur 13 et 23 cm par F5JGY

**SOMMAIRE**

**Tous les bulletins HYPER** → <http://dpmc.unige.ch/hyper/index.html> (par Patrick F6HYE) ou <http://f1chf.free.fr/hyper.htm>  
L'abonnement 2005 à HYPER pour l'année complète → **26€ pour la France 30€ pour le reste de l'Europe**  
(mandat poste ou cash, pas d'Euro chèque) ceci en direction de Jacques GUIBLAIS F6GYJ (voir plus haut)

**EXPES :**

**N'oubliez pas :**

IO51/EI xpedition:  
F1HDF and F6DPH plan to be QRV  
from IO51 at the end of September  
on all bands from 144MHz to 24GHz  
(and maybe 47GHz)

The planned dates are: 23, 24 and  
25th September 2005

**Et aussi pour vous éviter de  
penser que vous êtes en  
panne:**

Une petite modification a été  
effectuée sur les balises 6 et  
3cm du dept 45.  
Ces balises seront coupées de 20H  
à 6H chaque jour afin de réduire  
la consommation d'électricité.  
Vous pourrez constater une petite  
dérive en fréquence au démarrage.  
La balise 24GHz restera sous  
tension 24H/24H vue sa faible  
consommation.

**Dans le prochain numéro d'hyper :**

- les grandes ondes au service des hyper  
par F6 GYJ
- Compil transition WET SOI par F1 JGY
- Radio astronomie par F1 GQ B
- les autres rubriques habituelles.

Bonnes vacances à ceux qui  
en ont!

J'attends vos articles pour septembre.

Je n'ai pas de réserves....

DIVERS :  
DB6NT :

- Built-in sequence control
- Incl. high-temperature-protection
- Output for TX-LED
- Output for driving an antenna relay



**Specifications**

Type	MKU 13500 A
Center frequency	1296 MHz (1240...1300 MHz)
Input power	20 Watts
Maximum input power	30 Watts
Output power @ 50 Ohm	500 Watts
Saturation output power	>500 Watts
Input S11	min. 10 dB
SWR of load	max. 1.8 : 1
Maximum case temperature	55°C
Monitor output	yes
Supply voltage	+ 28 V
IDQ	typ. 6 A
PTT	switched to ground
Current consumption	max. 50 A
Input connector	SMA - female
Output connector	N - female
Dimensions mm	152 x 190 x 37
Case	milled aluminium

Plus raisonnable:



**Specifications**

Type	MKU 1360 HY
Frequency range	1240 ... 1300 MHz
Input power	typ. 0.2 Watts
IN maximum	0,4 Watts
Output power @ 50 Ohm	> 60 Watts CW
Saturation output power	> 75 Watts ; typ. 90 Watts @ 13.8 V
Harmonic suppression	- 50 dB
SWR of load	1.8 : 1
Maximum case temperature	55°C
Monitor output	yes
Supply voltage	+ 12 ... 13.8 V
IDQ	max. 8 A
Switching voltage	+ 12 ... 13.8 V
Current consumption	typ. 20 A
Input connector	SMA - female
Output connector	SMA - female
Dimensions mm	80 x 124 x 22
Case	milled aluminium

## LES PLUS BELLES DISTANCES FRANCAISES

RECORD DE FRANCE					DX SUR 2005				
Bande	Date	Indicatifs	M	Km	Bande	Date	Indicatifs	M	Km
5.7 GHz	06/11/03	F6APE - SM6ESG	CW	1390	5.7 GHz	25/06/05	F6BVA/P - F1PYR/P	SSB	718
5.7 GHz	15/06/99	<i>F/HB9RXV/P-TK2SHF</i>	TVA	216	5.7 GHz			TVA	
10 GHz	06/11/03	F6DKW - SM4DHN	CW	1452	10 GHz	25/06/05	F6BVA/P - ED9SHF	SSB	1157
10 GHz	26/06/98	TK/F1JSR - EA/HB9AFO	TVA	822	10 GHz			TVA	
24 GHz	26/10/97	F5CAU/P - F6BVA/P	SSB	398	24 GHz			SSB	
24 GHz	27/12/98	F5CAU/P - F6BVA/P	TVA	303	24 GHz			TVA	
47 GHz	26/12/98	F5CAU/P - F6BVA/P	SSB	286	47 GHz			SSB	
47 GHz	30/07/99	<i>HB9DLH/P - F1JSR/P</i>	TVA	188	47 GHz			TVA	
76 GHz	25/10/03	F6BVA/P - F6ETU/P	SSB	140	76 GHz			SSB	
76 GHz			TVA		76 GHz			TVA	
145 GHz	06/01/02	F6DER - F6BVA/P	SSB	40	145 GHz			SSB	
145 GHz			TVA		145 GHz			TVA	
241 GHz			SSB		241 GHz			SSB	
241 GHz			TVA		241 GHz			TVA	

En italiques : Record du Monde !

Mise à jour des tableaux : 29/05/2005

Tous les changements sont à communiquer à :

Hervé BIRAUD (F5HRY)

E mail : F5HRY@wanadoo.fr

voir adresse 1<sup>ère</sup> page

## LES BALISES

Indicatif	Fréquence	Mod.	P.Em	Antenne	P.A.R.	Angle	Site	Remarques
F1XAO	5760.060	A1A	1 W	Guide à fentes	10 W	360	IN88HL	FIGHB
F5XBE	5760.820	F1A	12 W	Guide à fentes	120 W	360	JN18JS	F5HRY-F6ACA - F1EBN
F1XBB	5760.845	F1A	10 W	Guide à fentes	200 W	360	JN07WV	F1JGP-FSUEC
F5ZPR	5760.873	?	8 W	Cornet 8dB	100 W	130°	IN94QT	F6CBC - F5FLN
HB9G	5760.890	F1A	0.5 W	Guide à fentes	10 W	360	JN36BK	F5JWF
F6APE/B	5760.949	F1A	3 W	Guide à fentes	30 W	360	IN97QI	F6APE (provisoire)
F6CXO/B	5760.950	F1A	0.2 W	Guide à fentes	2 W	360	JN03RM	F6CXO-F1EIT-F1GQG-F6DRO
F5XBD	10368.025	F1A	3 W	Guide à fentes	60 W	360	JN18JS	F5HRY-F6ACA - F1EBN
F1XAI	10368.060	F1A	1 W	Guide à fentes	10 W	360	JN07WT	F1JGP
F1XAP	10368.108	A1A	0.5 W	Guide à fentes	10 W	360	IN88HL	FIGHB
F5ZPS	10368.282	A1A	10 +10 W	2x Cornets	1k/0.5k	130°/20°	IN94QT	F6CBC - F5FLN
F1XAE	10368.755	F1A	0.1 W	Cornet 17 dB	5 W	O/SO	JN24PE	FIUNA, Mont Ventoux
F1XAU	10368.825	F1A	1.3 W	Guide à fentes	13 W	360	JN27IH	F1MPE
F5ZTR	10368.842	F1A	3.5 W	Guide à fentes	70 W	360	JN09WI	F6DWG
F1BDB	10368.855	F1A	0.1 W	Guide à fentes	1 W	360	JN33KQ	F6BDB
F5XAD	10368.860	A1A	0.2 W	Guide à fentes	2 W	NNE	JN12BL	F2SF
F1DLT/B	10368.880	F1A	1.5 W	Cornet 13 dB	3 W	NW	JN27UR	F1DLT
HB9G	10368.884	F1A	0.2 W	Guide à fentes	2 W	360	JN36BK	F5AYE, 1600 m asl
F5XAY	10368.900	F1A	2 W	Guide à fentes	20 W	360	JN24BW	F6DPH-F1UKZ, 1671 asl
F1URI/B	10368.928	F1A	0.7 W	Parabole 1.2m	2200 W	Mt Blanc	JN35FU	F1URI (en mémoire F6BSJ/B)
F5ZTT	10368.950	F1A	1 W	Guide à fentes	10 W	360	JN14EB	F6CXO
F5XBG	10368.994	F1A	0.2 W	Guide à fentes	5 W	360	JN26KT	F6FAT
F6DKW/B	24048.150	?	?	Guide à fentes	?	360	JN18CS	F1PYR
F5ZTS	24048.165	F1A	0.5 W	Parabole	1 kW	NE (29°)	JN09WI	F6DWG
?	24048.200	?	0.15 W	Parabole	?	?	IN94QT	F6CBC - F5FLN (projet)
F1XAQ	24192.252	A1A	0.08 W	Guide à fentes	0.4 W	360	IN88HL	FIGHB
F1ZPE	24048.550	F1A	0.35 W	Guide à fentes	3/15 W	360+53	JN07WV	F6DPH/F1JGP

En gras : Balises en service.

Mise à jour du tableau : 16/05/2005

Tous les changements sont à communiquer à :

Hervé BIRAUD (F5HRY)

E mail : F5HRY@wanadoo.fr

voir adresse 1<sup>ère</sup> page

NB : N'oubliez pas de m'envoyer les modifications concernant les balises. Cette liste n'est certainement pas à jour.

## Les Rubriques par F6HGQ

### LES PETITES ANNONCES :

A vendre : contacter F6HGQ (adresse en page 1 de hyper) OCXO 93,6MHz Alim -15V sortie sur SMA S= 5dBm - Ondemètre VHF / UHF jusqu'à 2500MHz Selon description de G4ONF Hama radio today 02/ 1987 Toile Alu percée pour rack 19" (épaisseur 4mm) différentes hauteurs dispo: 26,5cm - 17,8cm - 13,2cm - 8,8cm

### J'AI LU POUR VOUS :

#### MICROWAVE ENGINEERING EUROPE juin 05

- Techniques pour minimiser les problèmes de congestions de fréquence dans des lieux où les systèmes microondes sont denses 3 pages

4 différentes techniques sont expliquées

- "Power splitters-measuring up to specification?" Mesures effectuées par 17 labo (UK PORTUGAL AFRIQUE DU SUD FINLANDE ESPAGNE HONG KONG etccc) sur un Diviseur de puissance. 3 pages Ils ne donnent pas obligatoirement les mêmes résultats, certains même donnent le diviseur de puissance hors spécific constructeur. Article intéressant

#### SCATTER POINT JUIN 05

-A single LED Battery indicator for the rover par W1GHZ [http://www.w1ghz.org/small\\_proj/small\\_proj.htm](http://www.w1ghz.org/small_proj/small_proj.htm) "LED Voltage Monitor"

-Maximum dish efficiency and the best antenna sidelobes levels par K2RIW 4 pages

#### 432 & ABOVE EME NEWS juin 05

-Expedition EME sur 23 Cm du 24 au 27 août par C31TLT e

en JN02SK ANDORRE CW et JT65C 8 x 35el Yagi PA 250W (GS34) <http://www.qsl.net/c31tlt/eme23cm.html>

-Nouvelle URL pour le site de JA6AHB : <http://www15.plala.or.jp/ja6ahb/> à défaut de comprendre les caractères ! de belles photographies. J'ai aimé la charpente de système Site / AZ beau travail de conception et de réalisation

-Pertes sur les antennes YAGI 70cm : <http://www.antennspecialisten.se/en/ham/tech/losses413.html>

-En préparation des congés d'été de l'an prochain pensez à la conférence EME 2006 à Würzburg en ALLEMAGNE

#### 432 & ABOVE EME NEWS juillet 05

-Recepteur à conversion directe sur 28MHz details sur <http://www.nitehawk.com/sm5bsz/linuxdsp/hware/optiq.htm>

-Neutralization of GI-7b/GI-7bT 23cm Amplifiers by OK1VPZ -

Extrait: It is well known that 23cm PAs using Russian GI7b/GI7bt tubes suffer from thermal drift and can oscillate under certain conditions.

The majority of amateur radio designs using these tubes are based on 3/4 lambda cavities, the famous CT1DMK design being the prime example.

These amplifiers commonly exhibit thermal instability and low efficiency. Instability may also cause the PA to oscillate or, at minimum, create bad intermodulation distortion on the output. This creates splatter, which is especially problematic during contests, particularly if many stations are active.

The GI7b/GI7bt tube is not the best tube for linear amplification on the 1296MHz band, but because these tubes are relatively cheap and accessible, many of us tried to use them.....

### SUR LE WEB :

Description d'un indicateur de puissance de bruit par Brian G4NNS: fichier pdf sur :

<http://www.qsl.net/g3pho/noiseamp.htm>

Un article intéressant sur l'utilisation de la lune en réflecteur passif :

<http://www.tbp.org/pages/Publications/BENTFeatures/Poteat.pdf>

et un autre du Naval Research Laboratory <http://history.nasa.gov/SP-4217/ch2.htm>

### DIVERS:

Réunions OM en DL :

WEINHEIM 10 et 11 septembre

DORSTEN "petite" reunion axée microondes : 2eme weekend de fevrier

MUNICH : En mars 2006

# TOP LIST

5.7 GHz				10 GHz							
Locators		Départements		DX		Locators		Départements		DX	
F1PYR/P	57	F1PYR/P	62	F6APE	1388	F6DKW	97	F6DKW	88	F6DKW	1452
F5HRY	55	F5HRY	61	F6DRO	903	F5HRY	79	F1HDF/P	86	F6CGB/P	1191
F1HDF/P	43	F1HDF/P	53	F6DWG/P	902	F1PYR/P	73	F5HRY	84	F6HTJ	1175
F6DWG/P	40	F1BJD/P	51	F1PYR/P	893	F6DWG/P	67	F1PYR/P	78	F6DRO	903
F6APE	39	F6DWG/P	43	F1GHB/P	779	F1HDF/P	61	F1BJD/P	71	F6DWG/P	902
F1JGP	28	F6APE	41	F1ANH	752	F6APE	50	F6APE	69	F1PYR/P	893
F1BJD/P	28	F1JGP	34	F5JWF/P	699	F1JGP	42	F1JGP	62	F5HRY	877
F1GHB/P	26	F6DRO	29	F5HRY	686	F1BJD/P	33	F6DWG/P	55	F1HDF/P	867
F1BZG	26	F1BZG	28	F1GHB	678	F6DRO	33	F6DRO	50	F6APE	852
F6DRO	20	F5PMB	25	F1BZG	678	F1GHB/P	33	F6CCH/P	47	F1EJK/P	826
F1NWZ	18	F1GHB/P	21	F1VBW	665	F6FAX/P	31	F6FAX/P	45	F1ANH	728
F1VBW	18	F1NWZ	19	F1HDF/P	638	F5PMB	30	F5PMB	40	F5PMB	690
F5PMB	18	F5JWF/P	19	F1BJD/P	628	F1PHI/P	28	F5JGY/P	39	F1GHB	678
F5JWF/P	17	F1VBW	19	F1NWZ	586	F6CCH/P	28	F1BZG	38	F6CGB	677
F5JGY/P	13	F1VL	17	F5FLN/P	551	F6CGB	27	F1NWZ	37	F6TI/P	670
F1VL	13	F4AQH/P	16	F1JSR	540	F5JGY/P	25	F1PHI/P	35	F1EJK/P	669
F4AQH/P	11	F5JGY/P	16	F5JGY/P	527	F8UM/P	24	F1VL	35	F1BJD/P	669
F1GHB	11	F5FLN/P	12	F1JGP	499	F1EJK/P	24	F1GTX	34	F1VBW	665
F5FLN/P	10	F1PHI/P	12	F1PHI/P	488	F1BZG	24	F4AQH/P	31	F1VL	624
F1PHI/P	10	F6FAX/P	10	F4AQH/P	484	F1NWZ	23	F6CGB	31	F6FAX/P	619
F1JSR	10	F1EJK/P	10	F1VL	484	F1VL	22	F1BOH/P	30	F6CCH/P	603
F1ANH	10	F1JSR	9	F6FAX/P	450	F4AQH/P	20	F5NXU	29	F5NXU	600
F6FAX/P	10	F1ANH	9	F5PMB	417	F1BOH/P	20	F1GHB/P	25	F1JGP	557
F8UM/P	9	F6CGB	9	F6CGB	407	F1VBW	18	F1EJK/P	25	F1MHC/P	556
F1EJK/P	9	F8UM/P	7	F1EJK/P	397	F5NXU	18	F1MHC/P	24	F1BZG	553
F6CGB	7	F1GHB	7	F6CGB/P	375	F1ANH	17	F1VBW	24	F5FLN/P	551
F1GPL	6	F1GPL	6	F8UM/P	350	F1MHC/P	17	F5FLN/P	22	F1PHI/P	543
F1URQ/P	5	F1URQ/P	5	F1GPL	335	F6HTJ	17	F9HX/P	22	F1BOH/P	543
F1MHC/P	4	F1MHC/P	4	F1MHC/P	267	F5FLN/P	15	F1DBE/P	21	F5JGY/P	527
F5RVO/P	2	F5RVO/P	2	F1URQ/P	233	F9HX/P	15	F1ANH	19	F8UM/P	507
F6CGB/P	2	F6CGB/P	1	F5RVO/P	160	F6TI/P	15	F2SF/P	19	F5RVO/P	505
						F6CGB/P	15	F8UM/P	16	F5AQC/P	497
						F5AQC/P	15	F1JSR	15	F4AQH/P	484
						F1DBE/P	14	F6TI/P	15	F1JSR	478
						F2SF/P	12	F6HTJ	15	F2SF/P	474
						F1JSR	10	F5AQC/P	15	F9HX/P	454
						F1GHB	10	F6CGB/P	14	F5LWX/P	381
						F1URQ/P	8	F1URQ/P	10	F1DBE/P	378
						F5RVO/P	5	F1GHB	6	F1URQ/P	233
						F5LWX/P	5	F5LWX/P	5		
						F5RVO/P	5				

21 GHz				47 GHz							
Locators		Départements		DX		Locators		Départements		DX	
F1PYR/P	6	F1PYR/P	14	F2SF/P	311	F1JSR	4	F1JSR	4	F1JSR	188
F1GHB/P	4	F6DWG/P	11	F6CGB/P	305	F4AQH/P	2	F1PYR/P	2	F4AQH/P	56
F6DWG/P	4	F5HRY	9	F1HDF/P	230	F6DWG/P	1	F6DWG/P	1	F6DWG/P	47
F5HRY	4	F1HDF/P	6	F1PYR/P	189	F1GHB/P	1	F4AQH/P	1	F1GHB/P	39
F1JSR	4	F4AQH/P	5	F6DWG/P	189	F1PYR/P	1	F1GHB/P	1		
F1HDF/P	4	F2SF/P	5	F1GHB/P	158						
F4AQH/P	3	F6CGB	5	F1JSR	146						
F2SF/P	3	F1JSR	4	F1JGP	105						
F6CGB/P	3	F6CGB/P	4	F4AQH/P	99						
F5PMB	2	F1GHB/P	3	F5HRY	96						
F6DKW	2	F6DKW	2	F6CGB	84						
F6CGB	2	F5PMB	2	F1EJK/P	74						
F6DRO	2	F1JGP	2	F6DKW	70						
F1EJK/P	1	F6DRO	2	F6DRO	67						
F5RVO/P	1	F5RVO/P	1	F8UM/P	21						
F8UM/P	1	F8UM/P	1	F5PMB	20						
F1JGP	1	F1EJK/P	0	F5RVO/P	20						

F6DKW : JN18CS	F5PMB : JN18GW	F8UM/P : JN05XK	F6TI/P : JN87KW	F1NWZ : JN17CT	F6FAX/P : JN18CK
F6CCH/P : JN96BU	F1PYR/P : JN19BC	F1HDF/P : JN18GF	F9HX/P : JN25HJ	F6DWG/P : JN19AJ	F5NXU : JN97MR
F6APE : JN97QI	F1JGP : JN17CX	F1PHI/P : JN19BC	F5JGY/P : JN04PJ	F6DRO : JN03TJ	F1VBW : JN03SO
F5JWF/P : JN25VV	F1GHB : JN88GR	F1GHB/P : JN88IN	F4AQH/P : JN19HG	F5RVO/P : JN24PE	F1MHC/P : JN96JU
F5HRY : JN18EQ	F1BJD/P : JN98WE	F1DBE/P : JN09XC	F2SF/P : JN12HM	F1GTX : JN03MW	F1JSR : JN36GI
F5FLN/P : JN15JO	F1ANH : JN88MR	F1BOH/P : JN04XF	F1URQ/P : JN98WK	F1EJK/P : JN37KT	F1BZG : JN07VU
F1VL : JN03RX	F5LWX/P : JN87OU	F6HTJ : JN12EK	F5AQC/P : JN05TO	F6CGB : JN18FW	F6CGB/P : JN12??
F1GPL : JN05PS					

Mise à jour des tableaux : 30/06/2005

Tous les changements sont à communiquer à :

Hervé BIRAUD (F5HRY)

E mail : F5HRY@wanadoo.fr

voir adresse 1<sup>ère</sup> page

## Quelques idées sur les blindages

Par F8IC JP Rihet

Si la notion de blindage est assez bien connue par tradition et par expérience OM car sans blindage « ça accroche » ou il se passe des choses inattendues ; au niveau de la technique et surtout du pourquoi et du comment se passent ces choses inattendues comme claquage de composants, dérives, bruits, accrochages, auto-oscillations , j'en passe et des meilleures il existe assez peu de documents sur la question ....sauf de dire que le blindage doit être « suffisant » pour que cela ne se passe pas .Et puis dans le passé lorsque l'on construisait ses VFO , le dicton était qu'ils devaient être réalisés comme un bateau de guerre , autant pour le blindage que pour la stabilité d'ailleurs !

Voici quelques idées sur la question, de façon sommaire car en particulier ce qui se passe au niveau des couplages en réflexion ou guidage de champ dans une enceinte close comme un boîtier devrait faire l'objet d'une étude assez complexe pour une autre présentation.

### Efficacité d'un blindage

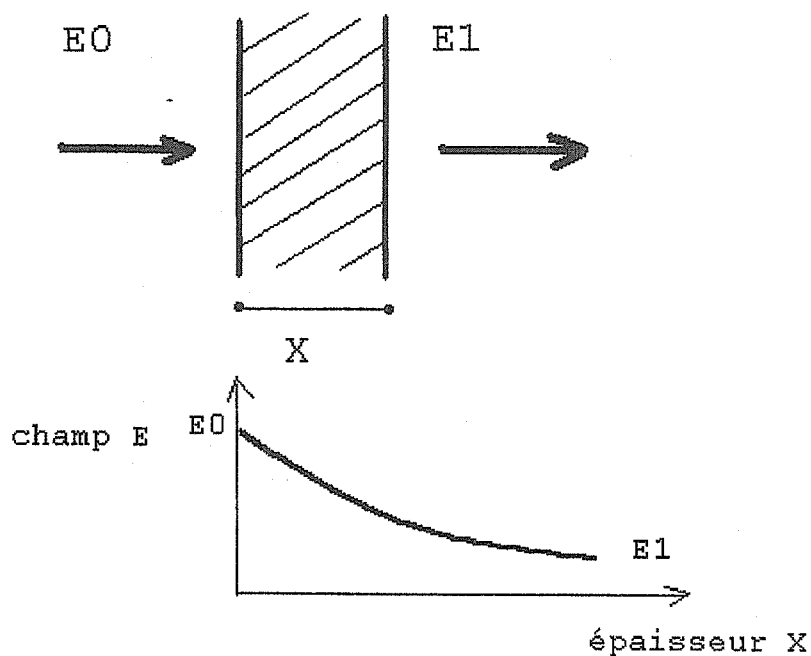
L'efficacité d'un blindage s'exprime comme un affaiblissement de champ électrique E ou magnétique H .

On a donc :  $S$  affaiblissement =  $20 \log$  du rapport entre la valeur absolue du champ électrique E extérieur au blindage et valeur absolue du champ électrique mesuré dans l'espace blindé.

Ou même chose pour le champ magnétique H .

L'affaiblissement  $S$  est dû aux pertes par absorption , aux pertes par réflexion et enfin aux pertes par réflexions multiples et aux joints s'il y en a .

Vu la sensibilité des circuits modernes, les blindages se situent souvent a plus de 200dB et c'est d'ailleurs un problème crucial sur les générateurs HF dignes de ce nom qui permettent de mesurer de faibles niveaux.



### Les pertes par absorption et effet de peau

On a  $E1 = E0 e^{-t / \sigma}$  ou  $\sigma$  signifie « puissance »,  $e$  est le log népérien et  $\sigma$  la profondeur de l'effet de peau.

Plus la plaque est épaisse et plus l'effet de peau est marqué (pénétration de l'onde électrique faible), plus le champ  $E1$  est faible, donc plus le blindage est efficace.

$A$  (pertes par absorption en dB) = 8,7 dB multipliés par  $(X / \sigma)$  avec toujours  $X$  épaisseur du blindage et  $\sigma$  effet de peau (d'après une documentation HP de 1985 ce n'est pas jeune, mais la valeur n'a pas du évoluer !)

Ce qui veut dire que l'on a 8,7 dB d'atténuation quand on a l'épaisseur du blindage égale à l'épaisseur de l'effet de peau, ou encore si l'on a un effet de peau de 1/1000 de millimètre valeur voisine pour le 10 giga on a  $35 \times 8.7 =$  un peu plus de 300 dB avec du 35 microns de cuivre. Mais lors de puissances élevées mises en jeu avec des substrats minces on est en limite d'un bon blindage entre la partie supérieur du circuit et sa partie inférieure d'où couplage possible par des fils d'alimentation sous le circuit. Ceci par exemple pour des fréquences plus basses comme le 1200 méga ou de la grosse puissance en hyper (TOP). Conclusion : un plan de masse mince même continu, n'est pas un blindage infini contrairement à ce que beaucoup peuvent penser intuitivement, plus la fréquence est basse, plus le blindage devra être épais. Pour mémoire à 1 mégahertz une plaque d'aluminium fait à peu près 100 dB d'atténuation ce qui n'est pas terrible.

Mais ce n'est hélas pas le seul problème : l'épaisseur du blindage peut être remise en cause par les joints.



## Les pertes par réflexion et impédance d'onde

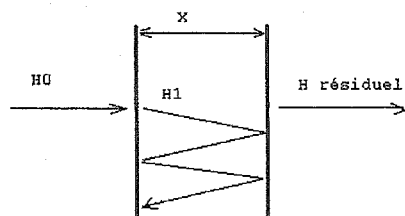
On entre là dans des domaines compliqués qui dépendent de la distance entre le perturbé et le perturbateur ( définition du champ proche ou lointain) et aussi des impédances d'onde : faible pour le blindage en général , 377 ohms pour l'onde en espace libre.

On admet en général que l'impédance faible du blindage comparée au 377 ohms de l'onde perturbatrice amène des pertes importantes par désadaptation , mais attention , ce n'est pas toujours le cas; en particulier dans les espaces confinés comme on va le voir après. S'il existe des endroits où l'impédance du blindage remonte ( cas des joints en particulier) les pertes diminuent et bien sûr les champs augmentent donc les perturbations. Idem s'il y a des conditions aux limites pour créer des champs stationnaires qui eux ne s'atténuent pas ( comme dans une cavité ou un guide) .

Cas des trous : un trou crée une discontinuité , donc une remontée de l'impédance du blindage et en conséquence un rayonnement . Un bon exemple est le cas des coupleurs croisés à trous . Ce couplage par quelques trous bien placés dans un guide peuvent faire 20 ou 30 dB de couplage par exemple, donc en termes de blindage 20 ou 30 dB de fuites .

Les trous se doivent donc d'être soit obstrués par un bouchon métallique soudé ou fileté soit par un condensateur by-pass mais qui filtre bien les fréquences mise en jeu ou même un by-pass réalisé en PI qui dans ce cas constitue un filtre.

## Ce qui se passe dans une enceinte blindée



Le champ externe qui passe à travers le blindage peut soit s'atténuer par des réflexions multiples soit devenir stationnaire si l'on se trouve en présence d'une enceinte confinée ayant des caractéristiques soit de guide d'onde ou guide surdimensionné, soit de cavité résonante. On arrive dans ces deux derniers cas au même problème que celui où la perturbation est elle-même créée dans l'enceinte blindée : c'est le cas du loup dans la bergerie hi ! Accrochages garantis .

A ce propos il est bon de rappeler que pour un champ perturbateur le long d'un grand côté d'une boîte , le couplage est maximal avec une ligne parallèle à ce grand côté et minimal lorsqu'elle est perpendiculaire.



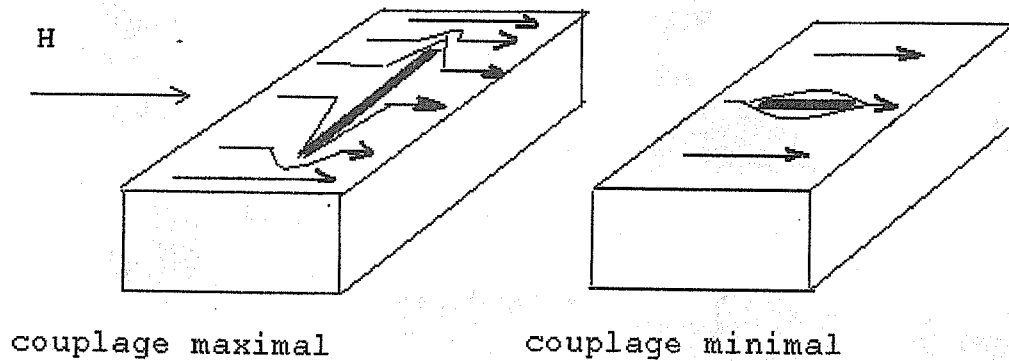
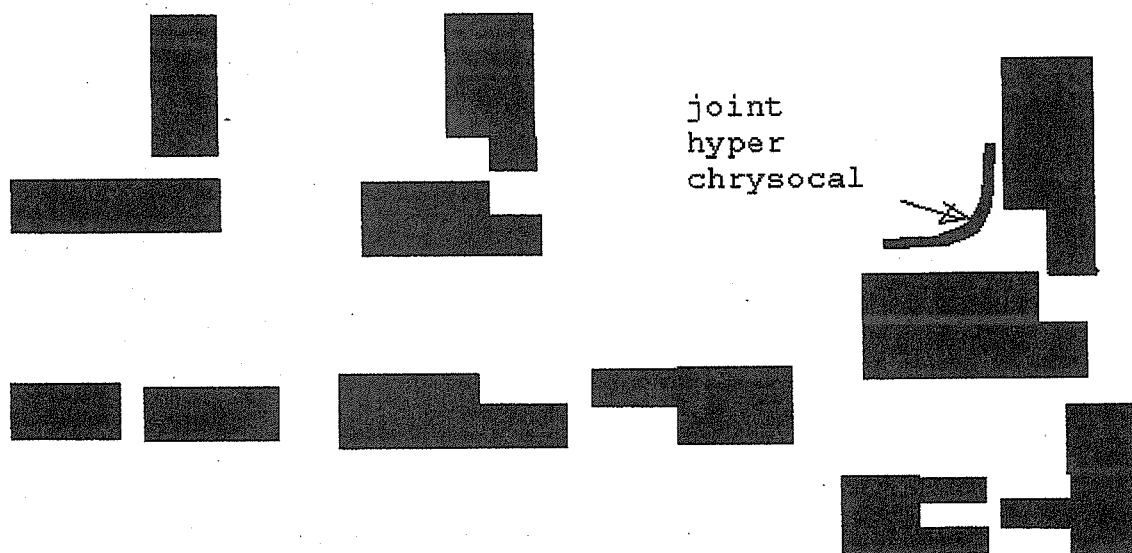


figure 2

Et pourtant on fait souvent des lignes d'alimentation parallèles au grand côté des boîtiers ( c'est si pratique ), ce qui est à éviter pour les couplages ou alors il faut « fractionner » ces lignes et les découpler entre elles ou découpler les utilisations.

#### Les joints qui font les bons et les mauvais blindages

La qualité d'un blindage dépend en plus des paramètres que l'on vient de voir comme l'épaisseur ou l'impédance du blindage du matériau, de la forme des liaisons (jointures) de la pression sur ces jointures, de la surface en contact, et enfin de la corrosion possible entre les matériaux en présence.



Diverses jonctions de boîtiers

Mauvais

Bon

très bon

Il n'y a qu'à regarder les boîtiers d'équipements professionnels pour se faire une idée. Il faut noter que l'étanchéité radioélectrique est souvent identique à l'étanchéité à l'eau et que les deux vont bien ensemble. La pression de la liaison est donnée par « beaucoup de vis », démontez un générateur HF dit « sans fuites » ou pour les anciens « qui ne pisse pas » et vous verrez le travail. Enfin un joint hyper soit en matériaux spéciaux soit en chrysocale termine l'étanchéité sur toutes fréquences. Contrairement à l'effet de peau, l'épaisseur du blindage ou plus exactement la longueur de la ligne de fuite (comme sur les isolateurs) joue beaucoup dans les fuites, et pour augmenter la longueur de ligne de fuite une des solutions est d'augmenter l'épaisseur du blindage. Dans ce cas les bons blindages se font par des boîtiers fraisés ou coulés en aluminium ou autres matériaux ce qui permet des couvertures avec des pressions élevées, des vis multiples et des chemins de fuite amenant de bonnes atténuations des champs externes. Le positionnement des vis de fermeture en fonction de la longueur d'onde utilisée, joue certainement dans les fuites de champ externe vers l'intérieur du blindage et le pas proche du lambda sur quatre serait l'optimum.

### Corrosion ?

La corrosion galvanique due aux effets de pile entre matériaux ronge les joints et détruit l'efficacité des ensembles vis à vis des blindages. Solution : utiliser autant que faire se peut des matériaux n'ayant que peu de différence de potentiel d'oxydo-réduction. Le cuivre à + 0.34 volt et le fer à - 0.44 volt ne sont pas faits pour s'entendre, ni le cuivre +0.34 et l'aluminium - 1,66. En bord de mer une prise N en aluminium et la tresse d'un câble coaxial en cuivre ne vivent pas plus de six mois ensemble ensuite ....poussières ! Cuivre et étain forment une pile pas trop vorace +0.34 et - 0.14.

## Essais d'un blindage

Un blindage peut être essayé de façon simple à l'analyseur de spectre en introduisant dans le boîtier blindé soit une sonde, soit une ligne sur un substrat de la longueur du boîtier terminée d'un côté par 50 ohms et de l'autre un coax cuivre ( pas tresse) de sortie et **fiche à faible perte** . Faites l'essai des fuites d'une SMA , il m'arrive souvent de coupler l'analyseur avec un bout de fil autour d'une SMA , ceux qui n'ont pas fait l'essai verront que ça marche bien ! Comme il est très difficile de faire des mesures par cause de moyens ou de fiabilité plus bas que mettons 130 à 140 dB , la solution lorsque l'on désire mesurer des blindages pour des affaiblissements supérieurs à ces valeurs, est d'augmenter la puissance du perturbateur.

Par exemple lorsque l'on désire mesurer un affaiblissement de 200 dB pour un générateur qui sort un watt, il faut passer à un perturbateur de + 70 dBWatt et de faire des mesures dans le blindage. Ce n'est pas toujours facile mais industriellement c'est une solution.

## Conclusions

Devant le manque d'informations en général sur le sujet , j'ai essayé de balayer large sans trop de détails, un bon exercice est de regarder les « bons » blindages professionnels dans les boîtes de récupération . Un bon blindage ne s'invente pas au final de la construction , mais doit être « pensé » dès le début de la construction d'un boîtier en fonction des divers paramètres que j'ai exposé , sinon la maîtrise d'un accrochage ( ou bruits ) n'est pas souvent possible sauf de tout recommencer en définition .

Le choix des dimensions de boîtiers en fonction des utilisations fera une suite un jour prochain.

73 de F8IC

# INFLUENCE DES PERTES d'un circuit oscillant

André JAMET F9HX

Même si cet article vous paraît trop théorique, jetez un œil sur les exemples donnés, vous y trouverez matière à réflexion sur des idées reçues.

## Preamble

Dans les montages consacrés aux hautes fréquences, l'emploi de circuits oscillants est général. Ils permettent par leur sélectivité d'assurer une oscillation à une fréquence déterminée ou l'amplification dans une plage souhaitée. Un CO seul ou une association de CO fait la liaison entre des circuits en permettant l'adaptation des impédances.

Selon la bande, HF, VHF, UHF ou SHF, la constitution des circuits oscillants est différente : inductances avec ou sans noyau magnétique ou amagnétique, condensateurs fixes ou réglables, lignes dans l'air ou sur circuits imprimés, cavités, quartz, résonateurs de surface, etc.

La sélectivité obtenue dépend de la qualité des composants du circuit oscillant, c'est-à-dire des pertes par effet Joule occasionnées par les éléments qui le constituent : les conducteurs, les matériaux magnétiques, les diélectriques et, éventuellement par couplage, rayonnement.

Ces pertes dégradent la sélectivité et affaiblissent une puissance transmise par l'intermédiaire d'un circuit oscillant (nous dirons un CO).

Il est donc important de connaître les pertes et leur effet sur le montage auquel le CO est associé.

## Formules de base d'un CO

La figure 1 représente sous sa plus simple expression un CO quelle que soit sa technologie, car on peut toujours ramener les éléments constitutifs à une inductance, une capacité et une résistance représentant leurs pertes. La fréquence de résonance du CO est donnée par la formule, dite de Thomson, bien connue :

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (1)$$

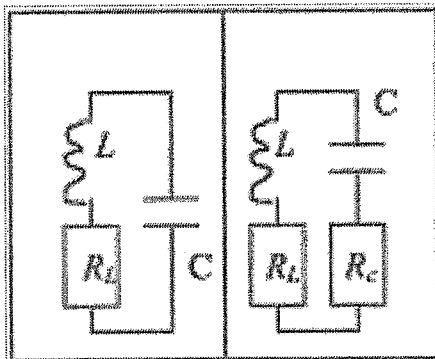


Figure 1

Figure 2

Pour les CO HF, les pertes de l'inductance sont le plus souvent prépondérantes ; le facteur de qualité est alors donné par

$$Q = L\omega/R \text{ avec} \quad (2)$$

$L$  = inductance (henrys)

$\omega$  = pulsation =  $2\pi f$

avec  $f$  = fréquence de résonance (hertz)

$R$  = résistance équivalente aux pertes de l'inductance (ohms).

Si l'élément capacitif a des pertes non négligeables devant celles de l'inductance, la figure 2 donne alors le schéma équivalent où :

$R_L$  = résistance équivalente aux pertes de l'inductance

$R_C$  = résistance équivalente aux pertes de la capacité.

En fait, on pourra utiliser le schéma de la figure 1 dans tous les cas en considérant  $R$  comme la somme de  $R_L$  et  $R_C$ .

## Influence du facteur de qualité d'un CO

### Effet sur la surtension

Comme le montre la figure 3, une tension  $u$  injectée par un générateur d'impédance nulle en série avec le CO, provoque une tension plus élevée  $Qu$  aux bornes du CO, pouvant être mesurée par un voltmètre d'impédance infinie.

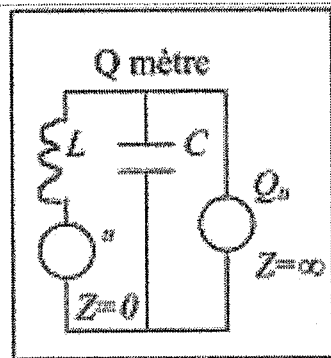


Figure 3

Cela est utilisé dans certains Q-mètres, la difficulté étant de réaliser un générateur d'impédance nulle et un voltmètre d'impédance infinie ! Les vieux Q-mètres qui montaient jusqu'à 70 MHz utilisaient une résistance de 40 mΩ pour l'injection produite par un générateur de courant. Le voltmètre utilisait un tube miniature Acorn présentant une très forte impédance. Le Q maximal mesurable ne pouvait dépasser quelques centaines. Nous verrons plus loin qu'une autre méthode s'avère nécessaire à la fois pour effectuer des mesures à des fréquences et des Q plus élevés.

### Effet sur la sélectivité

Le facteur de qualité conditionne la sélectivité d'un CO selon la formule suivante relative à la figure 3 :

$$A = \sqrt{2Q^2 - 1} \quad (3)$$

avec :

$A$  = atténuation à la fréquence écartée de  $\Delta f$  (exprimée comme un nombre)

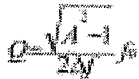
$f_0$  = fréquence du CO

$\Delta f$  = écart par rapport la fréquence  $f_0$

Inversement, on peut exprimer le facteur de qualité correspondant à une sélectivité donnée :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{A^2 + 1}{A^2 - 1}} \quad (4)$$

Si  $A = \sqrt{2}$ , soit une atténuation de 3 dB, on a :



Voici un exemple de calcul du Q nécessaire pour couvrir la bande 144-146 MHz avec un CO sans que l'atténuation dépasse un décibel.

$A = 10^{1/20} = 1,122$  et l'on a :

$$Q = \sqrt{(1,122^2 - 1) \times 144 / (2 \times 2)} = 18$$

La sélectivité des CO peut être utilisée pour effectuer des mesures de leurs Q, même s'ils sont très élevés et jusqu'aux hyperfréquences. Il suffit de coupler très lâchement le CO à mesurer, d'une part à un générateur à fréquence réglable et d'autre part, à un indicateur de tension très sensible. En faisant varier la fréquence du générateur, de part et d'autre de la fréquence de résonance, pour obtenir une chute de 3 dB sur l'indicateur de tension, la formule ci-dessus permet de calculer le Q [1].

#### L'effet sur le rendement

Il est bien évident qu'un CO n'est jamais seul mais raccordé à des circuits qui vont utiliser ses propriétés. Une puissance transmise va être diminuée des pertes du CO. S'il s'agit d'un amplificateur, son gain sera diminué et sa puissance délivrée réduite, à excitation constante ; s'il s'agit d'un oscillateur, il faudra que la boucle de réaction compense les pertes du CO en plus des autres pertes du montage. De même, la sélectivité sera dégradée puisque le Q en charge, sera diminué par rapport au Q à vide, par les résistances des circuits en amont et en aval du CO.

Il faut aussi se souvenir que tout organe procurant une perte accroît le facteur de bruit du système auquel il appartient, du même nombre de décibels que sa perte provoque.

Soit un générateur qui transmet sa puissance vers un circuit d'utilisation : la charge. La puissance reçue par la charge est réduite des pertes du CO et de la chute de puissance dans le générateur due à sa résistance interne, par la somme de deux courants, celui dû aux pertes du CO et celui débité dans la charge : le CO est chargé bilatéralement.

Le rendement est donné par [2, 3, 4] :

$$\eta = [(Q_V - Q_C) / (Q_V)]^2 = [1 - (Q_C / Q_V)]^2 \quad (6)$$

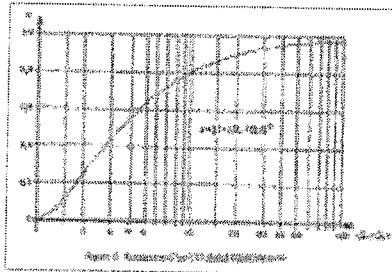
avec

$\eta$  = rendement de transmission du CO

$Q_V$  = facteur de qualité à vide

$Q_C$  = facteur de qualité en charge

La courbe 4 représente cette formule.

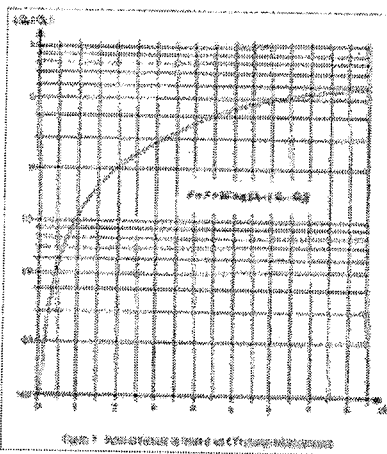


L'application de la formule ci-dessus montre qu'il doit y avoir un rapport important entre  $Q_V$  et  $Q_C$  pour que le rendement, et le facteur de bruit s'il y a lieu, ne soient pas dégradés de façon inacceptable. Voici un exemple :  $Q_V=500$   $Q_C=100$   $\eta = [(500-100)/(500)]^2 = 0,64$

On peut aussi exprimer les pertes de transmission :

$$P(\text{dB}) = 10 \log 1/\eta = 10 \log [(Q_V)/(Q_V - Q_C)]^2 = 20 \log [(Q_V)/(Q_V - Q_C)] \quad (7)$$

Avec l'exemple ci-dessus, on trouve Voir figure 5.



$$P(\text{dB}) = 20 \log [(500)/(500-100)] = 20 \log 1,25 = 1,94 \text{ dB}$$

Nota: il est aussi courant de lire  $P(\text{dB}) = 20 \log [(1 - (Q_C/Q_V)]$  qui donne, dans l'exemple ci-dessus,  $-1,94$  dB ce qui laisserait supposer une perte négative !

Ces formules peuvent paraître erronées à ceux qui connaissent celle proposée dans les ouvrages de radio-électricité, dont le célèbre Terman [5] et le Handbook de L'ARRI [6a] pour le rendement d'un PA :

$$\eta = (Q_V - Q_C) / Q_V = 1 - (Q_C/Q_V) \quad (8)$$

$$\text{et } P(\text{dB}) = 10 \log [(Q_V - Q_C) / Q_V] \quad (9)$$

En fait, ces deux dernières formules ne sont valables que si le générateur est parfait, sans perte propre. Il n'y a alors pas de perte interne due aux courants précités : le CO est chargé unilatéralement. Il était admis [5] de considérer qu'un PA à tube n'apportait pas d'amortissement notable au CO car se présentant comme une résistance dynamique sans pertes (résistance apparente) de valeur :

$$R_d = d_V / d_I \quad (10)$$

avec :

$R_d$  = résistance dynamique

$d_V$  = variation de tension anodique

$d_I$  = variation consécutive du courant anodique

Cette notion est discutable (et discutée) ; elle peut être acceptable pour un fonctionnement limité à quelques mégahertz. Les montages VHF et au-delà, l'usage actuel des transistors, ne permettent plus son acceptation pour un PA. On définit une impédance interne et une impédance de charge optimale données par le fabricant. Il faut donc s'en tenir aux formules (6, 7). D'ordre général, un CO est donc chargé bilatéralement. Pour confirmer cela, si l'on se réfère à nouveau au handbook précité, on peut trouver dans le chapitre relatif aux liaisons entre étages la formule relative aux CO à charge bilatérale [6b]. Les références [3, 4] la démontrent en application pour une cavité micro-onde.

Seuls quelques montages spéciaux d'amplificateurs, de filtres et d'oscillateurs peuvent comporter des CO chargés unilatéralement.

#### Emploi de ces formules

Pour les utiliser, il faut connaître le facteur de qualité Q à vide du CO, soit par le calcul, soit par une mesure.

La connaissance de celui en fonctionnement peut présenter une difficulté et pourtant elle est importante. En effet, le rendement est très détérioré si le Q en charge est faible et/ou si celui à vide n'est pas très élevé.

Tout d'abord, la sélectivité en charge doit être suffisante pour abaisser le niveau des fréquences harmoniques produites par un amplificateur en classe B ou C. D'autre part, elle doit permettre la transmission des signaux de modulation lorsqu'ils nécessitent une large bande (vidéo). Cela peut même nécessiter des Q réduits lorsque la fréquence de travail est faible devant la fréquence de modulation ou de swing, comme pour les émetteurs en grandes ondes ; ce n'est pas le cas pour les ondes courtes et, a fortiori, à partir des VHF. C'est la largeur de la bande à couvrir sans retouche du CO qui est alors à considérer, par exemple 2 MHz pour la bande deux mètres.

Le Q en charge est alors de l'ordre de 10 à 20 pour les applications courantes, étage classe B ou C en HF, VHF, UHF et SHF.

#### Exemples d'application : PA

##### PA à tube

Il s'agit d'un PA qui a été très utilisé (et que F9HX utilise depuis 1972, HI !) et qui comporte un tube QQE 06/40 en classe AB2 sur 144 MHz. Le CO de sortie comporte une ligne réalisée en ruban de cuivre 20 x 0,5 mm et un condensateur papillon de bonne qualité. Le Q mesuré avec le Q-mètre précité [1] est de 910. Si l'on admet un Q en charge de 18, le rendement, (CO supposé attaqué par un générateur parfait, comme d'après Terman) est d'après la formule (8) (CO chargé unilatéralement) :

$$\eta = (910 - 18) / 910 = 0,98$$

Comme le fabricant indique, pour un fonctionnement en classe AB2 audio et une alimentation sous 600 volts et 200 mA, un rendement de 71%, il serait présomptueux d'affirmer que la puissance utile sera supérieure à :  $600 \times 0,2 \times 0,71 \times 0,98 = 83,5$  watts. Si l'on applique la formule (6)

(CO chargé bilatéralement), on obtient :  $\eta = [(910 - 18) / 910]^2 = 0,96$  et  $P_{\text{utile}} = 600 \times 0,2 \times 0,71 \times 0,96 = 81,8$  watts. Mesures ont donné une puissance de 81 watts.

Il est intéressant de noter que le CO à ligne doit dissiper ses pertes qui sont de :  $600 \times 0,2 \times (1 - 0,96) = 4,8$  watts faible valeur qui est aisément dissipée par la ligne qui peut ainsi participer au refroidissement des anodes du tube. Mais, si le Q du CO est seulement de 200, on a alors, selon la formule (6) :  $\eta = [(200 - 18) / 200]^2 = 0,91$ . La puissance utile est alors de :  $120 \times 0,71 \times 0,91 = 77,5$  W et la puissance dissipée dans le CO est de :  $120 \times (1 - 0,91) = 10,8$  W ce qui ne manquera pas de provoquer son échauffement et ne pas aider au refroidissement du tube.

##### PA à transistor

C'est le PA du transceiver 144 MHz à conversion directe décrit en [7]. Le PA est un 2SC1971 travaillant en classe B. Le CO, chargé d'adapter l'impédance optimale de charge du transistor à celle de l'antenne, est un filtre en  $\pi$ . Il est constitué par une inductance à air présentant un Q mesuré de 400, l'accord étant obtenu par des condensateurs dont le Q est donné pour 400 à 144 MHz. L'ensemble du CO présente alors un Q à vide de l'ordre de 200. Comme dans l'exemple précédent, il s'agit d'un CO chargé bilatéralement, le rendement est alors de 0,91. Pour une alimentation de 12 V et un courant de 0,5 A, soit 6 W, et un rendement du transistor estimé à 50 %, on alors :  $P_{\text{utile}} = 6 \times 0,5 \times 0,91 = 2,73$  W. Mesures ont donné une puissance maximale de deux watts, pour 2 dB de compression, ce qui laisse supposer que le rendement du transistor est inférieur à celui estimé et/ou que le Q en charge est supérieur à celui prévu pour une couverture de la bande 2 mètres avec un décibel d'atténuation (ce qui n'a pas été contrôlé).

##### Exemple d'application :

##### étage d'entrée de récepteur

C'est le cas inverse du PA : il s'agit de la liaison entre l'antenne et l'entrée du transistor préamplificateur. Le CO

est chargé par l'antenne ainsi que par le transistor : c'est donc un CO chargé bilatéralement.

Comme il a été montré par YU1AW [8] et aussi en [9 et 10], le CO joue un rôle très important mais souvent mal compris. Il intervient simultanément dans les fonctions suivantes :

- bande passante

- adaptation des impédances

cette dernière influant sur le gain de l'amplificateur et le facteur de bruit. Il est donc certain qu'un compromis devra être trouvé selon la fonction prépondérante. La bande passante sera d'autant plus étroite que  $Q_c$  sera le plus élevé. Le facteur de bruit au CO sera minimal pour le rapport  $Q_v/Q_c$  maximal et si l'entrée du transistor est adaptée pour son bruit minimal. Le gain de l'étage sera maximal si les pertes du CO sont les plus faibles et si l'entrée du transistor adaptée pour son gain maximal.

Dans tous les cas,  $Q_v$  devra toujours être le plus élevé.  $Q_c$  devrait ensuite être estimé en fonction de la bande passante requise. Mais il ne faut pas compter sur le CO d'entrée pour obtenir une bonne sélectivité en VHF et UHF car cela pénaliserait trop les autres exigences : il faudra compter sur la liaison avec l'étage suivant.

Il faut ensuite étudier avec attention l'adaptation entre l'antenne et l'entrée du transistor. L'impédance d'entrée du transistor est donnée par le fabricant, à une fréquence donnée, pour deux cas, gain maximal et facteur de bruit minimal. En général, on recherche de bruit minimal pour un préamplificateur. Il faudra donc réaliser l'adaptation procurant l'impédance requise [10].

Voici un exemple : c'est l'étage d'entrée du transceiver précité qui a été conçu pour suivre un transverter 10 GHz/144 MHz et l'étage d'entrée n'a pas la nécessité d'avoir un très faible bruit, comme ce serait le cas pour la réception en EME. Le montage est très classique avec un transistor BF 998 dont le bruit est donné pour 0,6 dB à 200 MHz.

L'inductance n'a pas un bon facteur de qualité (5061 de Neosid) avec un Q à vide de 90.

Les condensateurs, de type C808 ont un Q de 400. L'amortissement en amont du CO est donné par l'antenne à travers C1 et en aval, par le transistor dont l'entrée est en parallèle avec le CO.

Le Q à vide sera un peu inférieur à 90 et si le Q en charge de l'ordre de 20, on aura :

$Pertes\ CO = 20 \log[(90)/(90-20)] = 2,18\text{ dB}$  valeur entraînant un bruit bien supérieur à celui du transistor utilisé.

Au contraire, avec une self hélicoïdale en boîtier dont le Q est de 700, on aurait :  $Pertes\ CO = 20 \log[(700)/(700/20)] = 0,25\text{ dB}$  Mais encore faudrait-il avoir la place pour la loger !

### Conclusion

Il est évident que la qualité des circuits oscillants est de première importance pour l'obtention d'un bon rendement de transmission et d'un faible facteur de bruit dans nos montages. Par conséquent, l'utilisation de composants de très bonne qualité et prévus pour la fréquence d'emploi doit faire l'objet de toute notre attention, ainsi que l'adaptation des impédances que doit assurer le CO.

### Références

- [1] Q-mètre VHF-UHF, F9HX, Radio-REF juin + juillet 1995
- [2] Power Transmission Loss of One or Doubly-Loaded Impedance Matching IC Section as a Function of Loaded-to-Unloaded Circuit Q Ratio, Vincent F. Perna, American Technical Ceramics (ATC), The RF Capacitor Handbook
- [3] Microwave Engineering, A.F. Harvey, Academic Press, 1963
- [4] Micro-ondes, P.F. Combes
- [5] Radio Engineers's Handbook, F.E. Terman, Mc Graw-Hill Publishing Company, first edition 1950
- [6] ARRL HANDBOOK 2004, a) Tank Circuit Efficiency, page 13.5 b) Insertion Loss, page 16.27
- [7] Un transceiver 144 MHz... pour les SHF, F9HX, Radio-REF décembre 2001
- [8] Low-noise 144 MHz Pre-Amplifier Using Helical Tuned Circuits, YU1AW, VHF Communications, 4/87
- [9] Performance of Input Circuits for Low-Noise Amplifiers in the VHF-UHF-Range, DC8NR, DUBUS, 4/2002
- [10] An Unconditionally Stable, Low-Noise GaAs-FET Pre-Amplifier, YU1AW, VHF Communications, 4/90
- [11] Puissance délivrée et rendement d'un générateur débitant sur un circuit d'utilisation, F9HX, Radio-REF avril 2004

### Annexe

La démonstration des formules (6) et (8) pour un CO est conduite en utilisant les conductances plutôt que les résistances, le calcul étant plus simple. Rappelons que

$$G = 1/R$$

qui s'exprime en mho, une conductance de un mho correspondant à une résistance de un ohm. On emploie encore plus couramment le siemens (S), qui vaut un mho.

### Démonstration de la formule 6 :

La figure 6 montre un générateur de courant de conductance interne  $G_0$  chargé par une résistance de conductance  $G_c$  et sans circuit oscillant.

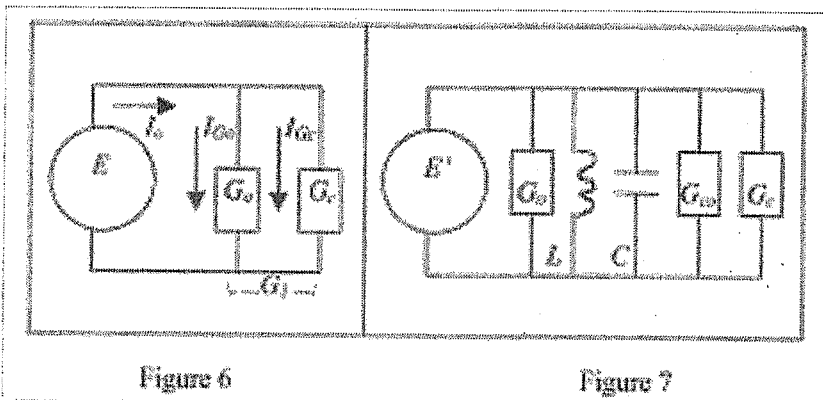


Figure 6

Figure 7

On a :

$$I_0 = I_{g0} + I_{gc}$$

Appelons :  $G_1 = G_0 + G_c$ . On obtient

$$P_{gc} = E^2 G_c = G_c I_0^2 / G_1^2 \quad (9)$$

La figure 7 inclut un circuit oscillant ; à la résonance, la figure 8 s'applique et on a :

$$X_L = -X_C$$

Appelons :  $G_2 = G_0 + G_{CO} + G_c$ . Alors,

$$P_{gc} = E'^2 G_c = G_c I_0'^2 / G_2^2 \quad (10)$$

Voyons maintenant le circuit oscillant à vide représenté par la figure 9.

Comme  $|X_L| = |X_C|$ , on peut les remplacer par  $X$  et l'on a :

$$Q_{vide} = Q_V = 1 / (G_{CO} X) \text{ d'où :}$$

$$X = 1 / (Q_V G_{CO}) \quad (11)$$

On a aussi

$$Q_{charge} = Q_C = 1 / (G_2 X) \quad (12)$$

Introduisons (3) dans (4) :

$$Q_C = (Q_V G_{CO}) / G^2 \text{ d'où}$$

$$G_2 = (Q_V G_{CO}) / Q_C \quad (13)$$

Or,  $G_2 = G_{CO} + G_1$  donc

$$G_{CO} + G_1 = (Q_V G_{CO}) / Q_C$$

$$\text{et } G_1 = [(Q_V G_{CO}) / Q_C] - G_{CO}$$

Divisons par  $G_{CO}$  :

$$G_1 / G_{CO} = (Q_V / Q_C) - 1 = (Q_V - Q_C) / Q_C$$

$$\text{et } G_1 = (Q_V - Q_C) / Q_C G_{CO} \quad (14)$$

Calculons le rendement :

$$\eta = (P_C \text{ avec CO}) / (P_C \text{ sans CO})$$

C'est le rapport des équations (9)/(10) :

$$\eta = [(G_c I_0^2) / (G_1^2)] / [(G_c I_0'^2) / (G_2^2)] = (G / G_2)^2$$

Introduisons (13) et (14) :

$$\eta = [(Q_V - Q_C) / Q_C] / [(Q_V G_{CO}) / (Q_C)]$$

$$= [(Q_V - Q_C) / Q_V]^2 \text{ qui est bien l'équation} \quad (6)$$

Démonstration de la formule (8) :

La figure 10 montre un générateur de conductance nulle  $G_0$  et un circuit oscillant de conductance  $G_{CO}$ . Comme dans la figure 8, on a :

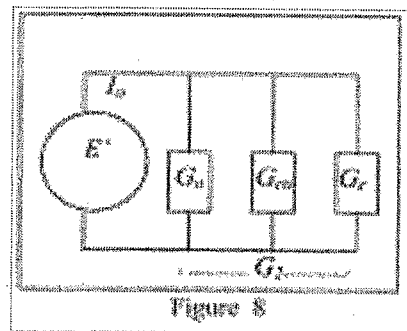


Figure 8

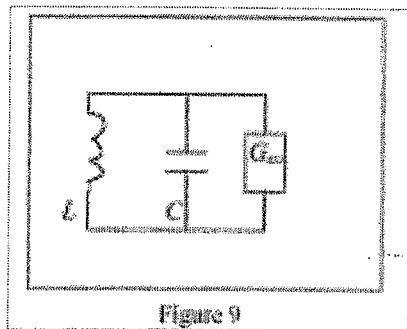


Figure 9



$$Q_V = 1/(G_{CO} X) \text{ d'où :}$$

$$G_{CO} = 1/(Q_V X) \text{ et}$$

$$P_{CO} = E^2 G_{CO} = E^2 / (Q_V X)$$

Avec une résistance de charge de conductance  $G_C$ , figure 11, on a :

$$G_I = G_{CO} + G_C \text{ et } Q_C = 1/(XG_I) \text{ d'où}$$

$$G_I = 1/(Q_C X)$$

$$\text{Alors : } P_{\text{totale}} = E^2 G_I = E^2 / (Q_C X)$$

Le rendement est égal à

$$\eta = (P_{\text{totale}} - P_{CO}) / P_{\text{totale}} = [(E^2 / Q_C X) -$$

$$(E^2 / Q_V X)] / (E^2 / Q_C X) = [(1/Q_C) -$$

$$(1/Q_V)] / Q_C = (Q_V - Q_C) / Q_V$$

qui est bien l'équation (8).

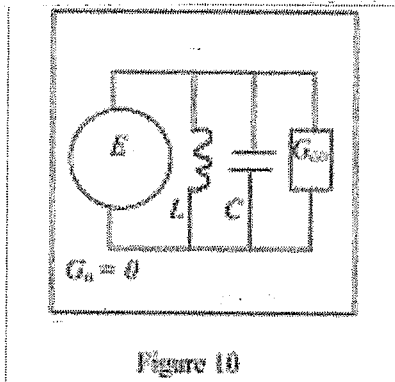


Figure 10

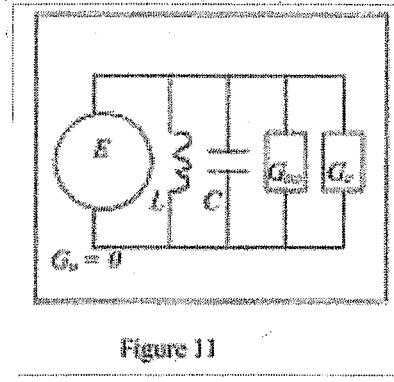


Figure 11

## La balise 10 Ghz de W3HMS

par John W3HMS, Correspondant HYPER Permanent dans les Etats-Unis

Une balise est très intéressante pour utilisation par les stations de la bande pour tester leur nouvelle équipements en le <<vrai monde>. En notre région, ma balise est le seul de 10 GHz pour environ 200 km. L'équipement qui j'utilise est plutôt commun sauf pour le telemetry.

Le Bakensender par DB6NT a une sortie de 240 mw à 10368,91442 Mhz en CW par F1. L'antenne a 4 fentes de côté ou 8 pour les 2 côtés en WR-90. Une raydome/couverture d'antenne était fabriquer pour service en provenance d'un boîtier d'eau fraud dans le réfrigérateur. (Volez quand votre femme est absent de la maison, HI) L'antenne a une hauteur au-dessus terrain moyenne de 500 mètres sur une pylone de télévision educational, c.a.d. notre réseau PBS.

Deux ventilateurs opèrent par 12 VDC sont mettre en vigueur par un commutateur thermal pour qui le ON est de 30 deg C. Un ventilateur tire l'air frais dans le boîtier et l'autre pousse l'air chaud vers l'extérieur.

Un boîtier dessiné pour l'industrie électrique dans toutes les conditions de météo est vraiment étanche. La est très durable après 32 mois de service dans la gamme de températures -15 C et 40 C.

Le telemetry de 4 positions est très interstate. C'est fabriquer par Doug Robinson, ex G4FRE, aujourd'hui WW2R. Toutes les détails sont disponible sur son site de Web qui j'ai trouvé avec WW2R dans Google.

Le keyer avec telemetry est appelé "Intelligent Keyer". Je viens regarder le schéma sur le site de WW2R sous son indicatif de WW2R sur son site d'Internet.

Pour ma balise, le message est de W3HMS/B W3HMS/B 10368.9 Mhz FM19hx de W3HMS/B et ensuite la telemetry par une série d'émission en CW à la vitesse de 15 mpm comme suivant: La qualité de note est très stable et on dit que \_\_\_\_\_. Le note de ma balise en W3HMS par CW semble comme un signal sur 40 mètres en CW.

1. Thermomètre sur le boîtier. Le moite de température en F, c.a.d., par exemple:  $34 \times 2 = 68F = 20 C$ .
2. Le voltage VDC de la balise par une formule complexe mais en forme simple:  $58 = \text{sous } 12 \text{ VDC}, 64 = 12.3 \text{ VDC}, \text{ etc.}$
3. Les deux ventilateurs sont ON=les chiffres sont plus haute que 000.
4. La température dehors la balise en F selon la méthode de #1.

J'ai noté que la différence entre la température extérieure et sur le boîtier est environ 12 degrés F en l'été.

J'ai entendu ma balise à la distance de 100 + km et K2TXB ont deux fois écouté par RS à la distance de 200 km.

Bon bricolage ...a vos fers!...73, John, W3HMS, le 4 juin 05....FIN



## COMMENTAIRES DES JOURNEES D'ACTIVITE DU 25 et 26 JUIN 2005

### QUEST

Pas de gros dx pour moi cette fois ci, mais globalement une très bonne journée. Très peu de qso le samedi soir, dimanche bonne activité et propag avec RS vers le nord est, par contre un quasi fiasco vers le sud sud-est. Malgré cela plus de 40 qso au total des 2 bandes avec à la clef des nouveautés, la plus remarquable le dép 75 rarissime et qui plus est par réflexion sur la tour Montparnasse avec Jacques F6AJW sur 5.7 et 10 GHz. Le dép 80 en 6 et 3cm une première attendue en 5.7 avec Eric F5PEJ/P et quel signal..59+ . Un peu plus tard l'équipe F1NYN/P - F1BZG dans le 28 une nouveauté sur 5.7 dép + loc. Cette journée m'aura fait progresser de 4 dép et 1 loc, c'est super on en redemande hi.. 73 JeanNoel F6APE

La JA s'annonçait normale, mais une zone orageuse est venue perturber le trafic. J'ai essayé pendant pendant 2 H de violents orages locaux, grace au RS les liaisons furent ainsi facilitées. En tandem avec Marc F6DWG/60, Eric F5PEJ 80 a été contacté directement sur 10Ghz. Puis en 5,7Ghz me permettant d'aligner 2 nouveaux avec le 80 sur les 2 bandes. Une oreille sur les balises 3cm, entendu correctement la balise du 77 sur ,025 du 60 sur ,842 et une inconnue sur ,035. Souvent tenté mais jamais réalisée le QSO avec F9HX/F6BEG/38 à 523Km, QRP mais le RS a fait le reste 51 x 51 cw/ssb. Trouvé lançant l'appel sur 10368,100 G4EAT JO01 54 x 55 sssb à 397Km nouveau carré. Un matinée intéressante, des nouveautés, 11 QSOs sur 5,7Ghz DX 524Km, 18 QSO sur 10Ghz , DX537Km 73 Jean Luc F1BJD

### SUD

Mon intention première était de rester à l'ombre... et dans un sursaut d'énergie, j'ai tout de même décidé de braver ce grand beau soleil qui ne demandait qu'à nous réchauffer le cœur, et la couenne ! Heureusement, ses ardeurs étaient un peu adoucies sur le point haut par une brise bien agréable. La Grande Bleue a concentré l'attention de tous vers la Méditerranée, mais je n'ai pu contacter que IS/HB9IBC/P et EA3/F4CXQ/P... sur 2 m ! A l'intérieur des terres, c'est moins évident.

Je me suis vengé en contactant les locaux de l'étape, et avec quelques contacts nord-sud moitié tropo, moitié RS (« les parisiens de service » entre autres F6DKW, F6ACA, F6DPH, aux alentours de 500 km). De bons qso avec le grand-ouest, F6APE, F6CCH, F5JTA (3.50 m et 10 W sur 10 GHz...) et un gros plaisir de contacter Pierre F5NXU avec ses 200 mW pour 420 km et un report de 52 plus qu'honorable ! Enfin, le sud-est n'était pas de reste avec l'équipe F6BVA/F5NZZ au Mont Caume, et deux new-ones : le dépt 13 sur 5.7 et 10 GHz (F1EQT/P et F1AAM/P). Mais surtout, c'est l'essai de la station « didactique » 24 GHz construit par Christian F1VL, à base de boîtes blanches qui était intéressant. Nous avons bien réalisé une liaison bilatérale le lundi précédent, mais elle avait montré certaines imperfections à corriger. L'essai suivant du jeudi soir a révélé un problème de multi d'OL récalcitrant et s'est soldé par un échec. Aussi, quand nous avons pu échanger des reports de 57 de part et d'autre, à 38 km de distance, avec un dégagement moyen (quelques arbres en l'occurrence autour du QRA montalbanais de notre Cricri national), nous étions ravis.

Ravis car le travail de Christian était enfin récompensé, et ravis car cela valide l'utilisation des modules issus des boîtes blanches, avec en fait un travail d'adaptation relativement léger. Donc deux autres new-ones : 1 dépt et un loc sur 24 GHz ! Bilan final : 11 qso sur 5.7 ; 16 sur 10 et 1 sur 24 ; moyenne sur 5.7 et 10 : 260 km/qso, DX à 524 km. Cela valait bien un peu de sueur, non ? Merci à tous ceux qui ont participé, de près ou de loin, qui ont bravé un soleil probablement plus féroce que le « mien », ou bien des intempéries imprévues, Et à la prochaine JA. de Gilles, F5JGY/P46.

Pour cette 3 ème JA de 2005 l'effectif Hyper du 87 était au complet: (F5AQC, F1MKC et F1GPL) Call: F5AQC/P JN05TO propag "ordinaire" Un seul CR 3cm, beaucoup trop de vent pour sortir la parabole de 1.6m pour la bande 6cm. Bilan:15 QSO en 10GHZ avec 3 nouveaux départements 44, 60, 77et 2 nouveaux locators IN87 et JN19. 73 et à la prochaine JA. Pour le trio: jean-claude F1GPL

JA essentiellement consacrée au 6cm, le 3cm refusant de travailler pour sa première sortie de l'année.

Une douzaine de QSO sympa sur 6cm dont 4 à plus de 500km. La future balise du GHT était également de sortie, elle est encore petite, mais Gilles F5JGY a réussi à entendre ses 8mW - antenne à 8 fentes - à 96km, le dx! Elle ne fait encore que des bip-bip, professeur DRO ne lui a pas encore appris la CW. Le PA fait du tuning, il en est à 2W.

73 F1BOH/P-32 JN03KM

### NORD

Actif dimanche en 10 GHz en portable depuis JN19DN. Conditions : 1 W dans une offset 70 cm.

Nous nous sommes retrouvés avec F1ORH, F1TZE, F1AKO et F1ISM pour cette journée. Une bonne propagation avec un bon "coup de pouce" dû au RS. Les signaux 10 GHz étaient souvent plus forts que ceux en 144 MHz. Les nuages de diffusion devaient être assez loin : peu de site à donner à la parabole. Bien content d'avoir pu contacter F9HX dans le 38 à 532 km ; c'est mon DX. Je le recevais S1 en direct et S6/S7 en RS. Quelques nouveaux départements, mais cela n'est pas trop difficile étant donné mon activité récente en hyper.

Dommage que l'activité ne se soit pas poursuivie dans l'après-midi ; le trafic y a été fort calme !

Meilleurs 73, Jacques de F6GYJ.

Super matinée du dimanche en portable dans le 28, en JN08SA à 134 m ASL, en compagnie de Philippe F1BZG et de mon fiston Christophe F4AWS. Nous avons activé 2 stations 3cm et une sur 6 cm. Tout a bien commencé sous le soleil, puis l'orage et la pluie sont venus ainsi que le RS ! Pas contacté le sud, bouché par le château d'eau et quelques habitations, mais retrouvé nos amis de l'ouest et du nord habituels. Contacté aussi G4EAT en JO01, DJ5BV en JO30, QSO unilatéral, et bien cafouillé avec G0RRJ en IO91. C'est décidé, résolution quasi annuelle, je me mets à la CW ! DB6NT, 60cm offset, 1W, préampli F1JGP, IC202. Vds 9éléments et 50W (trop juste) Merci à tous les participants. Meilleures 73, Jean Yves / F1NYN

WX calamiteux pour cette 3ème JA , un brouillard épais , 14°C , et de l'humidité partout , 1ers QSOs avec F1BJD/P à 237 kms , report 51 , cela ne motive pas beaucoup... mais break de F6DPH/P qui m'annonce qu'il entend F1XAP en RS , QSOs sur 6 et 3cm dans la foulée avec Philippe , suivi de F1BZG/P , F1NYN/P , F1JGP , F6ACA/P tous 59 en RS . Durant la matinée , essais négatif avec F1BQ/P , F5AQC/P et G0RRJ sur 10 Ghz et F5PEJ/P sur 6cm . Balises 10Ghz de F6DWG et de F5HRY à 51.

73 Eric F1GHB/P IN88IN

**REGION PARISIENNE :**

*F5HRY (91) :*

Très bien entendu EA3/F4CXQ ici, malheureusement j'ai eu un problème sur l'équipement en émission, et une fois le problème réglé, l'oiseau avait disparu !

**PACA :**

*F6BVA (83) :*

Vue depuis les hauteurs de Toulon, cette JA portait bien son nom! En effet l'activité était bien au rendez-vous. Pour commencer mon CR, je dois me confondre en excuses auprès des OM qui ont appelé sur le 144 204 et qui n'on pas pu faire d'essais....Pour la propagation, en maritime, vue depuis Toulon, c'était bien ouvert t.L'ami Mohamed avec un joli indicatif spécial, ED9SHF, arrivait très bien samedi depuis Melilla à 1157km. (merci Philippe!!!). Par contre pas entendu quoi que ce soit en provenance de Malte, pourtant les signaux des stations Siciliennes étaient très QRO sur 2m le samedi soir .Coté tropo continentale, c'était à mon avis bien en dessous de la moyenne .Une bonne ouverture RS le samedi soir en direction de la région parisienne à été la bien venue!!!Excellent QSO sur 6 cm avec André F1PYR, puis passage en 3cm pour QSO le même André (HI!) ainsi que F6DKW et notre ami René F6CGB qui est arrivé à très bien se faire entendre depuis son balcon parisien!!! En conclusion, bonne JA, avec 6 QSO en 6cm : dx, PYR à 718km et EA5GIY à 830km.18 QSO en 10 Ghz, les dx: ED9SHF à 1157km, EA5GIY à 830km, et les 3 potes parisiens à plus de 700km.( et pendant ce temps là, il faisait quoi le HRY..... non je ne vous le dirais pas!!!) . Facile QSO également en 24 Ghz avec Christian F6CQK perché sur la tour de Batère! Afin de ne pas gâcher ce très positif compte rendu, je passerais sous silence l'inactivité chronique du 23/ 13cm.....

**PICARDIE :**

*F5PEJ (80) :*

Très bonne matinée d'activité pour ma première sortie, sans problème technique cette fois-ci. Très content d'avoir activé mon département (80) en /P, recherché par beaucoup d'OM, et avec mon locator fixe (JN09XT) car je me trouvais seulement à 800 mètres du QRA. Je tiens à remercier mon ami Marc F6DWG pour son aide et toutes les heures passées à la réalisation des transverters et PA. Grâce à lui, j'ai réalisé mon rêve : trafiquer sur les bandes hypers. Voici les différents contacts réalisés ce matin en 5.7 et 10 Ghz avec uniquement les QSO complets de part et d'autre :

- sur 5.7 : F6APE / F1BJD / F6DWG / F1JGP / F6ACA / F6FAX / F6DPH

- sur 10000 : F1BJD / F6DWG / F6CCH / F6APE / F6ACA / F1JGP /

F6GYJ / F5NXU (désolé pour les autres OM aux QSO incomplets) et le DX de la matinée : F9HX/P 38 à 568 km.

**LIMOUSIN :**

*F1GPL (87):*

Une bonne surprise ce matin sur 6 cm premier QSO avec le département 71 F4CYH/P opérateur Jean-yves F5CHW Jean-yves est QRV 144,432,1296 et 5.7 bonne chance pour le contacter il cherche des stations QRV 6cm.

**RHONE-ALPES :**

*F5AYE (74) :*

QSO F4CXQ/P 52RS en JN12OH depuis le fixe en JN36DH.

*F4CXQ (74) :*

RS : Après une journée d'essais ATV et DATV sur 23 et 3cm avec les om's Fox et HB depuis le Mont Salève, me voila de retour dans la vallée, pour un gastro familial chez l'OM QRO de l'YL, quand le 600 sonne, l'ami F5AYE qui me signale du RS sur le sud ouest je remonte alors la station chez l'om qro pour faire trois super qso en RS F6DRO F1VL F6HTJ encore un grand MERCI à Jean Paul pour l'info , je me trouvais en JN36BA dans le 74 a 750m avec des montagnes autour de moi, alors tout est possible !!! Merci à tous

En/P EA3 :

RS : Bonne activité 3cm SSB depuis JN12OH ce soir grâce a du RS:

F6DRO, F5BUU, F6DKW (722km), F1VL et QSO incomplets avec F1PYR/P, F5DB

La bonne surprise: un QSO en tropo avec F5DB/74 a 476km !

JA :Voila un petit compte-rendu de la JA depuis EA3 JN12OH sur 3cm, peut de QSO's mais des QSO's de qualités;

I8EMG/P F1EGT/P, F5NZZ/P, IS/HB9IBC/P, IW5ADB/P

DX I8EMG/P en JM79WM; 1107Km

RS encore :Ce soir, très bonne soirée RS sur 3cm depuis le QRA en JN36CA .QSO avec HB9AMH, F5BUU, F6DRO, F6DKW, F1VL, LX1DB, F5DB.DX soir a 471km avec F5BUU

*F9HX (69) :*

Activité dans le 38 :C'est en subissant une très forte chaleur que nous montons, F6BEG et F5ODS dans le Parc Naturel du Vercors, sur un promontoire à 1300 m. Le dégagement est limité de 275 à 28 °. Donc QSO impossibles avec le sud et les alpes où se trouvaient des actifs. Trafic intéressant sur 10 GHz avec la région parisienne F6DKW, F6ACA/P et F6DPH/P. Plus loin avec F1BJD/P dans le 72 et l'Oise: F6DWG/P et F6GYJ/P. Le DX: F5PEJ/P à 568 km dans le 80. Localement, deux QSO avec la Suisse: HB9AMH , 236 km et

HB9IAM 117 km. Pas de QSO à courte distance car pas de correspondants dans notre angle d'ouverture, F5AYE/P étant malheureusement en dehors. Tout cela avec, comme d'habitude, 4 w dans 48 cm.

**MIDI- PYRENEES :**

**F1VL (82) :**

L'année "RS" ne commence pas trop mal !! Bilan d'hier soir pour F1VL. Ai entendu les balises : Orléans sur 5,7 à plusieurs reprises Mont Alembre sur 10 GHz quasiment toute la soirée, HB9G sur 10 GHz pendant ¼ d'heure vers les 23 heures

Ai contacté :

F5AYE ; F4CXQ/P ; F6ETI Ai entendu : F6HTJ

**F6DRO (31) :**

RS : Bonne activité dans le sud , avec F5BUU/F1VL/F6HTJ/F6CBC/F6DRO qrv . Pour ma part : qso avec F6DKW , l'équipe en EA3 qui me cassait le RX, puis l'équipe en IS mélange de tropo et de RS pour un nouveau pays et carré. On devait sûrement pouvoir faire de très bons qsos mais l'activité indigène étant quasiment nulle... Plusieurs essais avec DJ5BV sans succès ( pour l'instant). J'ai cherché F8BFB mais pas trouvé , il était sans doute occupé vers le nord est je pense. Coté balises : celle du 43 , très utile , celle du 66 et pas entendu celle de Gérard .

P'tit coup de RS ce soir :!

HB9AMH en 6 et 3cm ( nouveau pays et carré en 6cm ) , F6CGB/93 en 3cm nouveau DDFM , F6DKW , F4CXQ : Merci a tous.

JA : Nouveau DDFM en 5.7 : F6DWG enfin !

**SUISSE :**

**HB9RXV :**

un petit mot pour remercier encore toutes les stations contactées depuis la Sardaigne avec le call IS/HB9IBC quelques beaux Dx en ATV DATV et SSB comme par exemple Mellila en ATV 1151 KM et Toulouse en SSB 800 et quelque km. La participation entre la JA et la Grande bleue a été importante.

**Espagne :**

**EA5GIY :**

ED9SHF/P (EA9HA et EA9NP) a contacté hier soir à 23h IS/HB9IBC dans d'excellentes conditions ! Ils seront à nouveau actifs en portable demain à partir de 8h. EA9HA sera également QRV ce samedi après-midi à partir de 17 h loc depuis son QRA à 110 m du niveau de la mer avec un bon dégagement en direction de la France. QRV 144.390 Ils espèrent faire leur premier contact avec la France ce week-end.... Leur locator: IM85MH

**RADIO ASTRONOMIE suite par F1GQB**  
Le pianiste s'excuse mais la place étant comptée ce mois (!) la publication de graphes et d'un programme donnant la position d'une étoile connaissant son ascendance droite et sa déclinaison à la date dite est reportée au numéro de septembre 2005.  
Bonnes vacances à tous.  
73  
alain, F5LWX

**Compte-rendu des JA de mai et juin 2005 en 23/13 cm.**

Voici les quelques données qu'on m'a communiqué et dont je remercie les expéditeurs. Quelques bons échanges, une participation soutenue de la part de certains (toujours les mêmes, mais c'est normal), mais pas de quoi encore justifier l'appellation JA 23/13 cm. Les pile-up ne sont pas encore d'actualité sur ces bandes, mais je sens que cela va venir...

Noter les bonnes distances réalisées au-dessus de la Méditerranée lors de la Grande Bleue dont vous aurez des échos par ailleurs.

Enfin, j'y ai joint les infos de la JA de mai, que je n'ai pas pu envoyer à temps à Alain, car j'étais en congés.

Merci pour les infos, et 73 à tous, de Gilles, F5JGY.

JA mai 2005  1296 MHz	DX	QSO	Points	F 1 B J D /P	F 1 B Z G	F 1 J G P	F 1 N Y N /P	F 1 P Y R	F 2 L Q	F 4 C E Q	F 4 D X X	F 5 P E J	F 6 A P E	F 6 B V A /P	F 8 A L X
F1BZG	218	6	1829	X		X	X	X				X	X		
F1NYN/P	382	9	4127		X	X			X	X	X		X	X	X

JA Juin 2005  1296 MHz	DX	QSO	Points	E A 6 S A	F 6 B V A /P	I 8 E M G /P	JA Juin 2005  2320 MHz	DX	QSO	Points		F 1 J G P	I 8 E M G /P
F5NZZ/P	473	1	946	X			F6FAX/P	61	1	122		X	
F6HTJ/P	1130	3	3484	X	X	X	F6HTJ/P	1130	1	2260			X



Conception Graphique,  
Photogravure,  
Toute votre imprimerie...

**OFFRE SPÉCIALE QSL**

Nous pouvons aussi  
imprimer vos QSL  
en quadrichromie.

•  
Pour tous tarifs  
et renseignements,  
merci de nous contacter !

**1000 QSL**

impression noire  
recto seul  
format 9 x 14 cm  
offset blanc  
ou couleur 160 gr  
frais de compo inclus

**1000 QSL**

impression noire  
recto / verso  
format 9 x 14 cm  
offset blanc  
ou couleur 160 gr  
frais de compo inclus

**25,00 € ttc**  
+ frais de port

**30,00 € ttc**  
+ frais de port

**ART COMPO / Guillaume F1 IEH**

83, Avenue Louis Cordelet / 72000 LE MANS

Tél. 02 43 23 10 27 / Fax 02 43 23 13 12 / E-mail : artcompo@cegetel.net