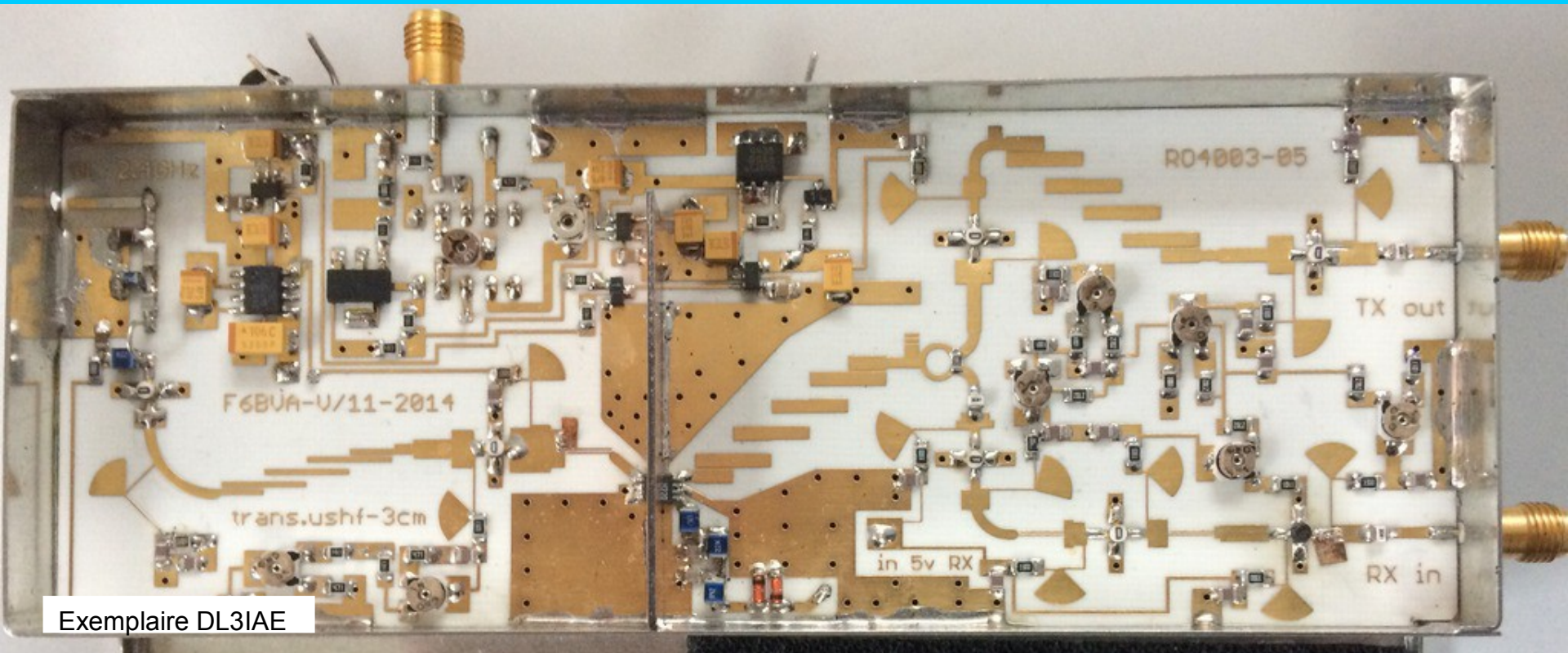


Reverse engineering sur Transverter 10 GHz F6BVA



Exemplaire DL3IAE

Release 1

The last but not the least !

Always subject to improvement

Seigy - 9 avril 2016 - F5DQK

Transverter 10 GHz F6BVA vers. 1

Préface

Tout comme sur le transverter 13cm BVA, la lumineuse idée de remplacement des traditionnels filtres cloche par des filtres interdigités permet normalement de gagner un temps fastidieux lié à leur réglage.

Mais il se révèle maintenant acquis que dans la majeure partie des cas, patience et soin apportés à l'assemblage/montage de ce kit ne suffiront pas, et il sera souvent indispensable de consacrer ensuite le double de temps supplémentaire pour sa mise au point (dispersions DC + RF drastiques des composants actifs disponibles)

Les 1ères faibles mesures de gain de conversion Rx effectuées sur plusieurs exemplaires m'ont alors conduit à mieux en appréhender le fonctionnement

Comme déjà pratiqué sur d'autres transverters 13cm ou 9cm, on a alors procédé aux mesures brique par brique, à savoir :

- Chaîne LO
- Chaîne Rx seule
- Chaîne Tx seule
- Chaîne IF (dans ce cas précis, uniquement passive)

Introduction

- 1- Synoptique et implantation
- 2- Filtres interdigités seuls
- 3- LO seul
- 4- Chaîne Rx seule
- 5- Chaîne Tx seule
- 6- Conversion totale Rx
- 7- Conversion totale Tx
- 8- Chaîne IF seule en Rx
- 9- Conclusion

Annexe :

- *Tri initial obligatoire des composants actifs*
- *Boostage de transverters à gain Rx mou*
- *PLL LO/4 DF9NP multifréquence*
- *Filtres interdigités, dimensions et précision de gravure*
- *Filtre interdigité versus filtre cloche*

Addendum:

- FT917nd et compatibilité DB6NT (rappel)
- FT817nd S-mètre réglage soft interne

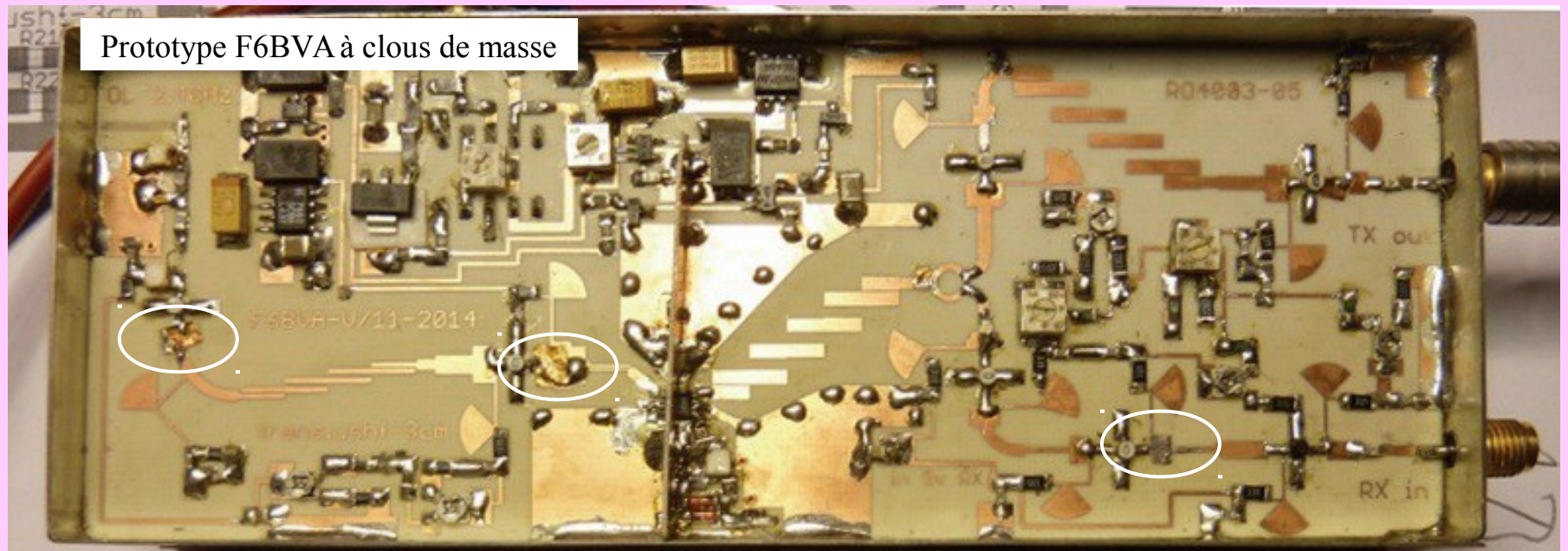
Dernière release consultable sur le site

<http://f6bva.pagesperso-orange.fr/Technique/trans%20uhf%20vers3cm/Transverter%20UHF10GHz%20V11-2014.pdf>

Platine dorée F5BQP à via-holes V2

1- Synoptique et implantation

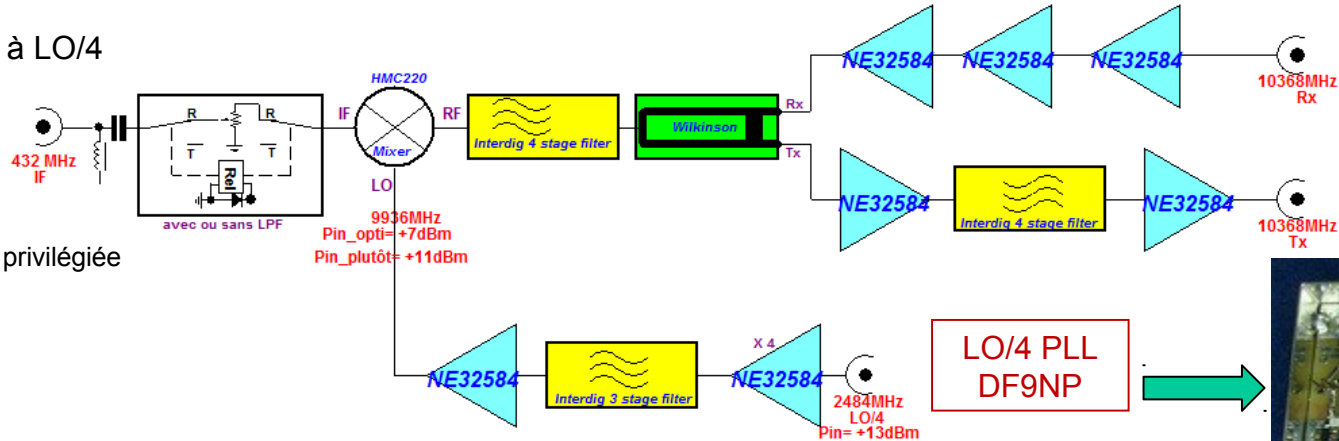
Prototype F6BVA à clous de masse



Synoptique simplifié : 2 versions possibles

- Attaque à LO/4

Version privilégiée



- Attaque à LO direct

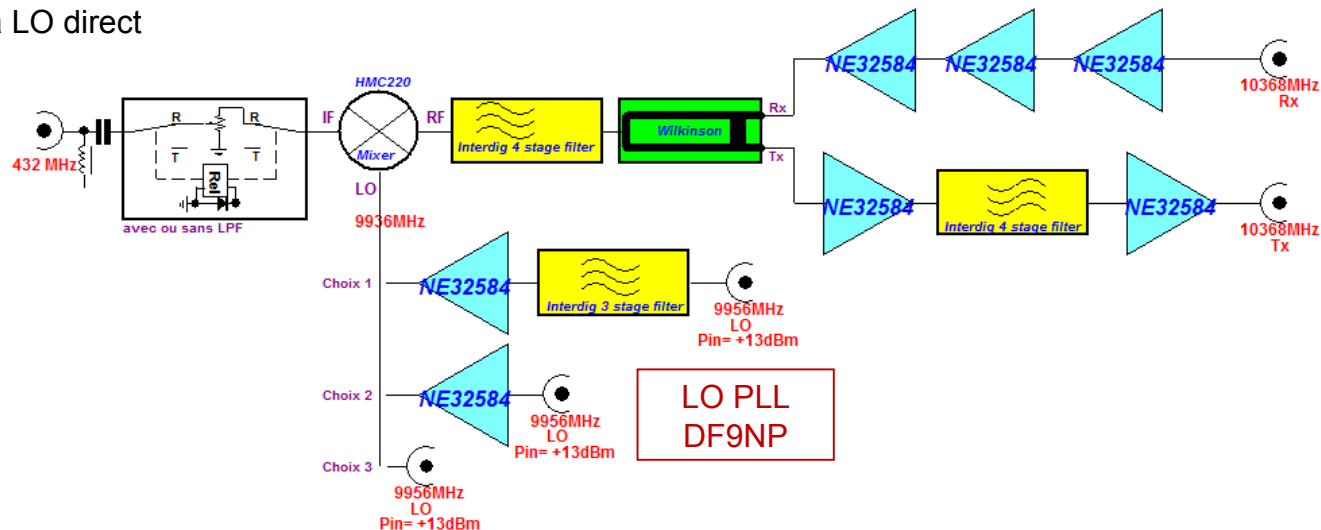
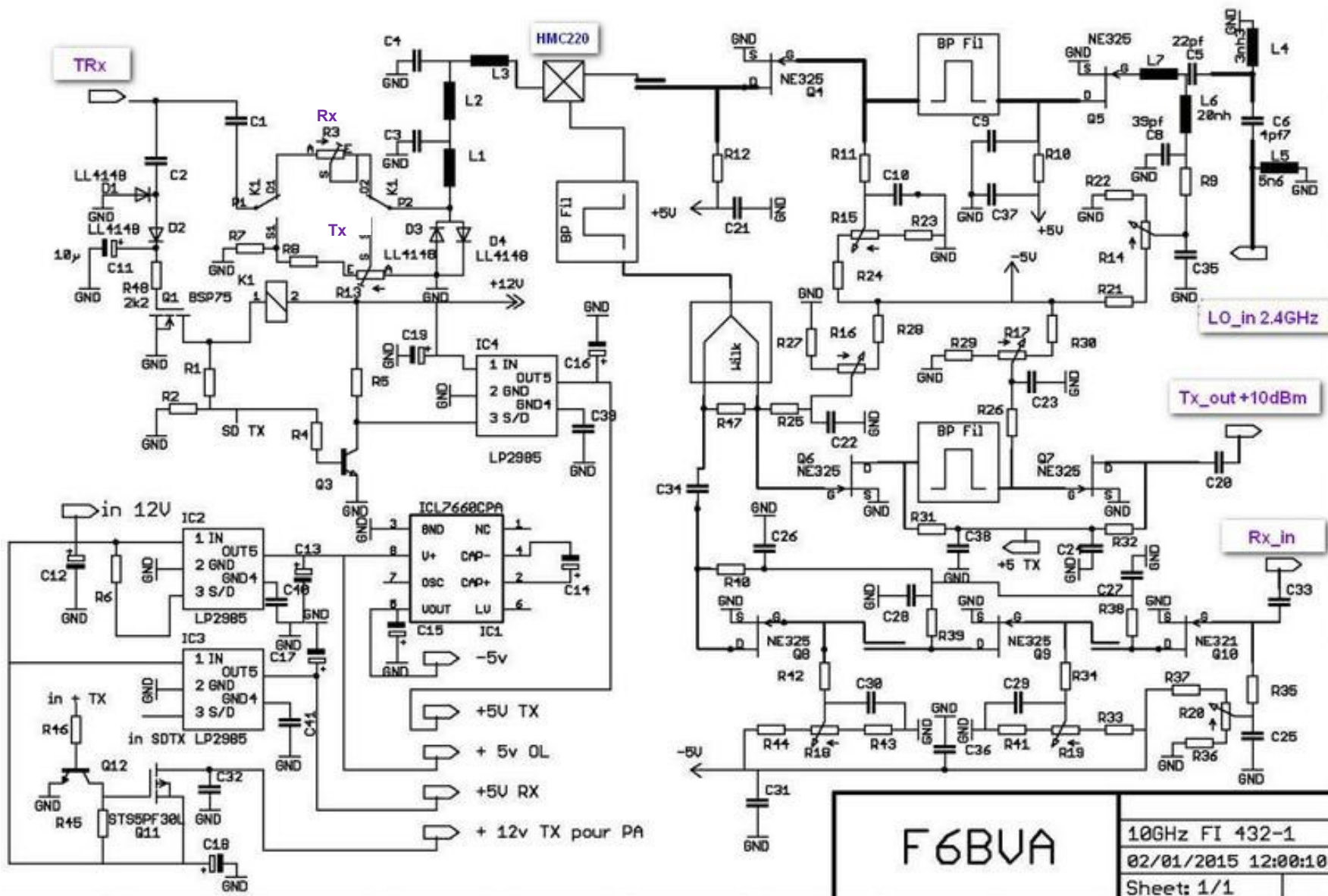


Schéma de principe



Nomenclature composants

Position	Valeur
L1, L3	8nh/2nh
L2	22nh/10nh
L4	3.3nh
L5	5.6nh
L6	20nh
C1, C8	100pf
C2, C33, C34	1pf
C3, C4	8pf2/3pf3
C5	22pf
C6	4.7pf
C9	33pf
C10	47pf
C11, C15	10µf
C12, C13, C16, C19	2.2µf
C14, C18	4.7µf
C17	2.2µf
C20	1.5pf
C21	33pf
C22, C23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 35, 36, 37, 38	1nf
C32	100nf
C34	1pf
C39, 40, 41	10nf
D1, D2	BAT15 Voir note pour D1
D3, D4	LL4148
Q1	BSP75
Q3, Q12	BC848
Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9	NE32584C (D)
Q10	NE321 (K)
Q11	STS5PF30L
R1, R2, R4, R5, R6, 21, 24, 28, 30, 33, 37, 44, 45, 46, 48	10k
R7	50 ohms qqs watts
R8, R22, R23	470 ohms
R9, R11, R25, R26, 34, 35, 38, 39, 40, 42	330 ohms
R10, R12, R31, R32	68
R13	Pot 100 ohms
R14 à R20	Pot 10k
R27, R29, R36, R41, R43	1k
R47	100 ohms 0603 de préférence
IC1	ICL7660
IC2, IC3, IC4	LP2985-5

Nomenclature utilisée
(version 2)

+ Relais TQ2, 12V

Note 1: pour remplacer le vox HF par une commutation piloté par CC sur coax en TX, remplacer C2 (1pf) par une résistance de 4k7/10k, puis remplacer D1 (BAT15) par un condensateur de découplage de 10nf.

Fets utilisés (6 exemplaires)

DATA SHEET

HETERO JUNCTION FIELD EFFECT TRANSISTOR NE32584C

C to Ku BAND SUPER LOW NOISE AMPLIFIER N-CHANNEL HJ-FET

DESCRIPTION

The NE32584C is a Hetero Junction FET that utilizes the hetero junction to create high mobility electrons. Its excellent low noise and high associated gain make it suitable for DBS, TVRO and another commercial systems.

FEATURES

- Super Low Noise Figure & High Associated Gain
NF = 0.45 dB TYP., $G_a = 12.5$ dB TYP. at $f = 12$ GHz
- Gate Length : $L_g \leq 0.2 \mu\text{m}$
- Gate Width : $W_g = 200 \mu\text{m}$

ORDERING INFORMATION

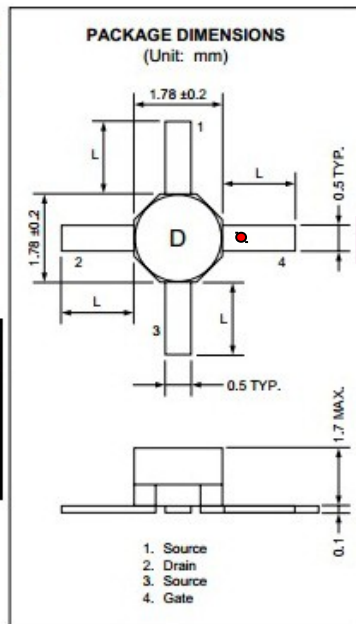
PART NUMBER	SUPPLYING FORM	LEAD LENGTH	MARKING
NE32584C-SL	STICK	$L = 1.7$ mm MIN.	D
NE32584C-T1	Tape & reel 1000 pcs./reel	$L = 1.0 \pm 0.2$ mm	
NE32584C-T1A	Tape & reel 5000 pcs./reel	$L = 1.0 \pm 0.2$ mm	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Drain to Source Voltage	V_{DS}	4.0	V
Gate to Source Voltage	V_{GS}	-3.0	V
Drain Current	I_D	loss	mA
Gate Current	I_G	100	μA
Total Power Dissipation	P_{tot}	165	mW
Channel Temperature	T_{ch}	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITION ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

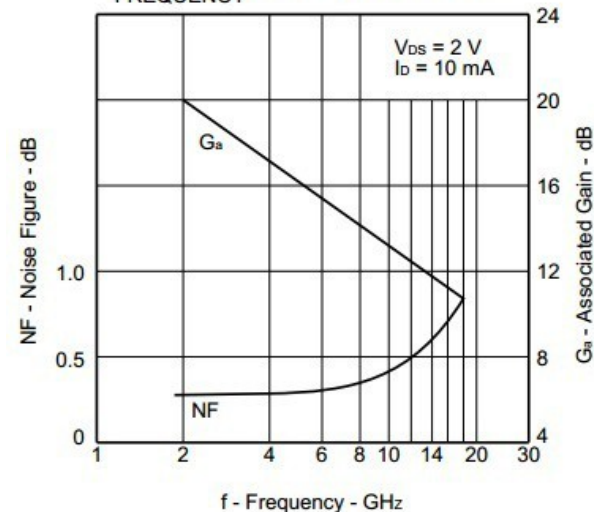
CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Drain to Source Voltage	V_{DS}		2	3	V
Drain Current	I_D		10	20	mA
Input Power	P_{in}		0		dBm



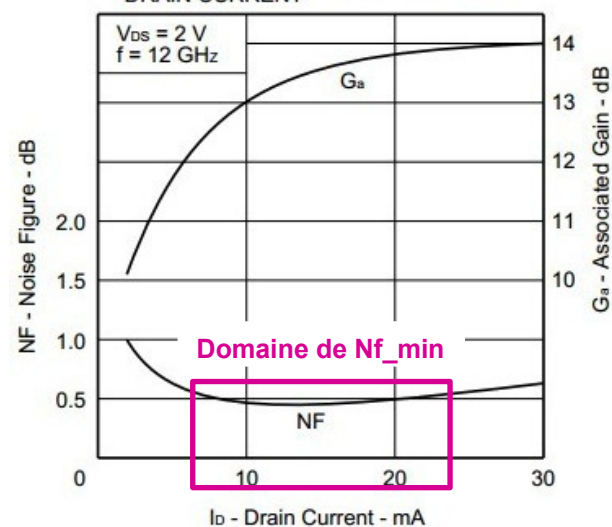
FET GaAs et règle d'or :
 Nf_{min} toujours obtenu entre $I_{dss}/5 < I_D < I_{dss}/10$

$60\text{mA} > I_{dss} < 90\text{mA}$

NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. DRAIN CURRENT



Mélangeur utilisé : specs usine



HMC220MS8 / 220MS8E

**GaAs MMIC SMT DOUBLE -
BALANCED MIXER, 5 - 12 GHz**

Typical Applications

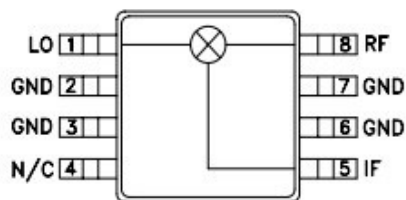
The HMC220MS8(E) is ideal for:

- VSAT & Mobile SatCom Terminals
- Microwave & Military Radio
- Wireless Backhaul Equipment
- Automotive, DSRC and IVHS
- Military RADAR, EW, and ECM Subsystems

Features

- Wide IF Frequency Range: DC - 4 GHz
- Excellent LO to RF Isolation: 25 dB
- Low Conversion Loss: 7 dB
- No DC Bias & No External Matching Required
- Ideal for Upconversion & Downconversion
- MSOP8 SMT Package, 14.8 mm²

Functional Diagram



General Description

The HMC220MS8(E) is a wideband double-balanced mixer in an 8 lead plastic surface mount package. This fully integrated MMIC mixer is fabricated in a GaAs MESFET process and requires no DC bias and no external matching components. The HMC220MS8(E) mixer integrates Schottky diode mixing elements and on-chip balun transformers to deliver excellent isolation from LO to RF and from LO to IF. The wide IF bandwidth of DC to 4 GHz enables this mixer to be used in a wide range of general purpose applications including upconverters, downconverters, biphasic ~~modulators, demodulators, and phase comparators.~~

The HMC220MS8(E) operates with LO drive levels as low as +7 dBm, and exhibits only 7 dB typical conversion loss.

Donc en bref :

En toute 1^{ère} approximation, **ne jamais descendre en-dessous de +7dBm** sous peine de non-fonctionnement total TRx de l'ensemble (1^{ère} chose à vérifier côté sortie LO)

- Niveau LO optimal en vue d'une perte de conversion minimale = +10dBm
- Très large bande passante IF jusqu'à 4 GHz

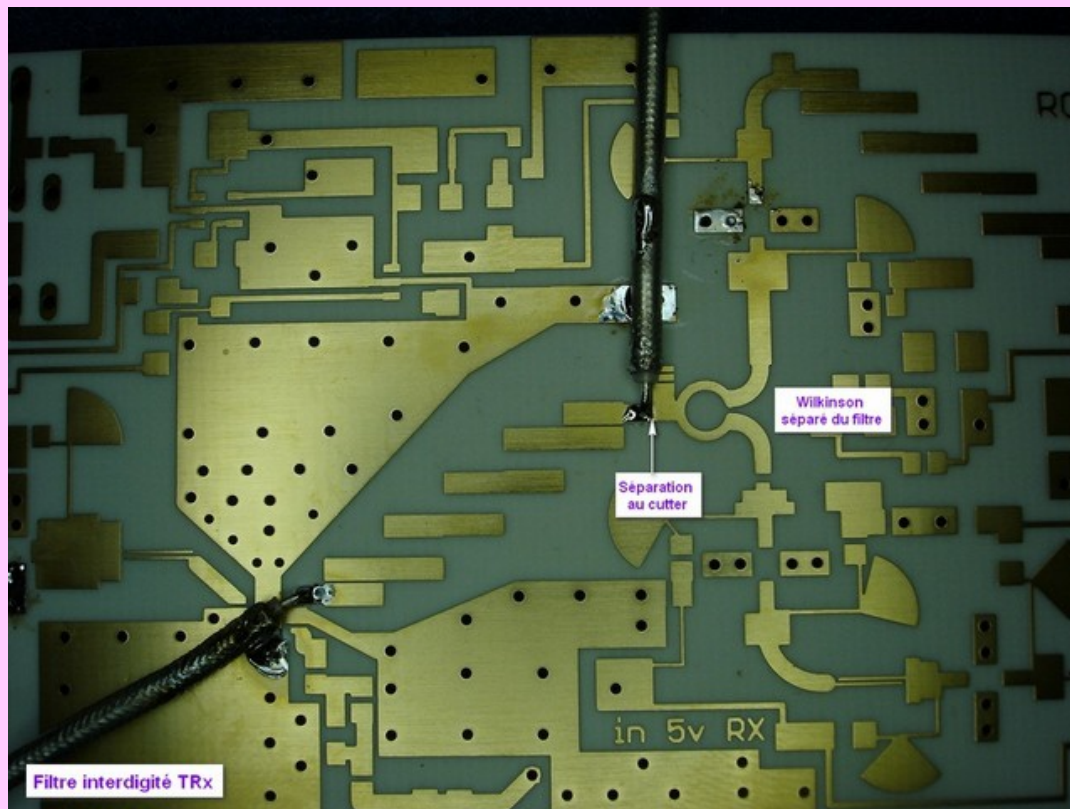
Néanmoins il est curieux que les specs usine indiquent les pertes de conversion associées à P_{LO} non pas à +7dBm, mais à +10 dBm et même +13dBm ? ?

Electrical Specifications, T_A = +25° C, As a Function of LO Drive

Parameter	LO = +13 dBm IF = 100 MHz			LO = +10 dBm IF = 100 MHz			LO = +7 dBm IF = 100 MHz			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range, RF & LO	5 - 10			10 - 12			5.9 - 10			GHz
Frequency Range, IF	DC - 4			DC - 4			DC - 3.5			GHz
Conversion Loss		7.0	10		8.5	10.5		7.5	10	dB
Noise Figure (SSB)		7.0	10		8.5	10.5		7.5	10	dB
LO to RF Isolation	17	25		13	18		17	25		dB
LO to IF Isolation	20	28		14	20		20	28		dB
IP3 (Input)	14	17		16	21		13	16		dBm
1 dB Gain Compression (Input)	4	8		4	8		5	8		dBm

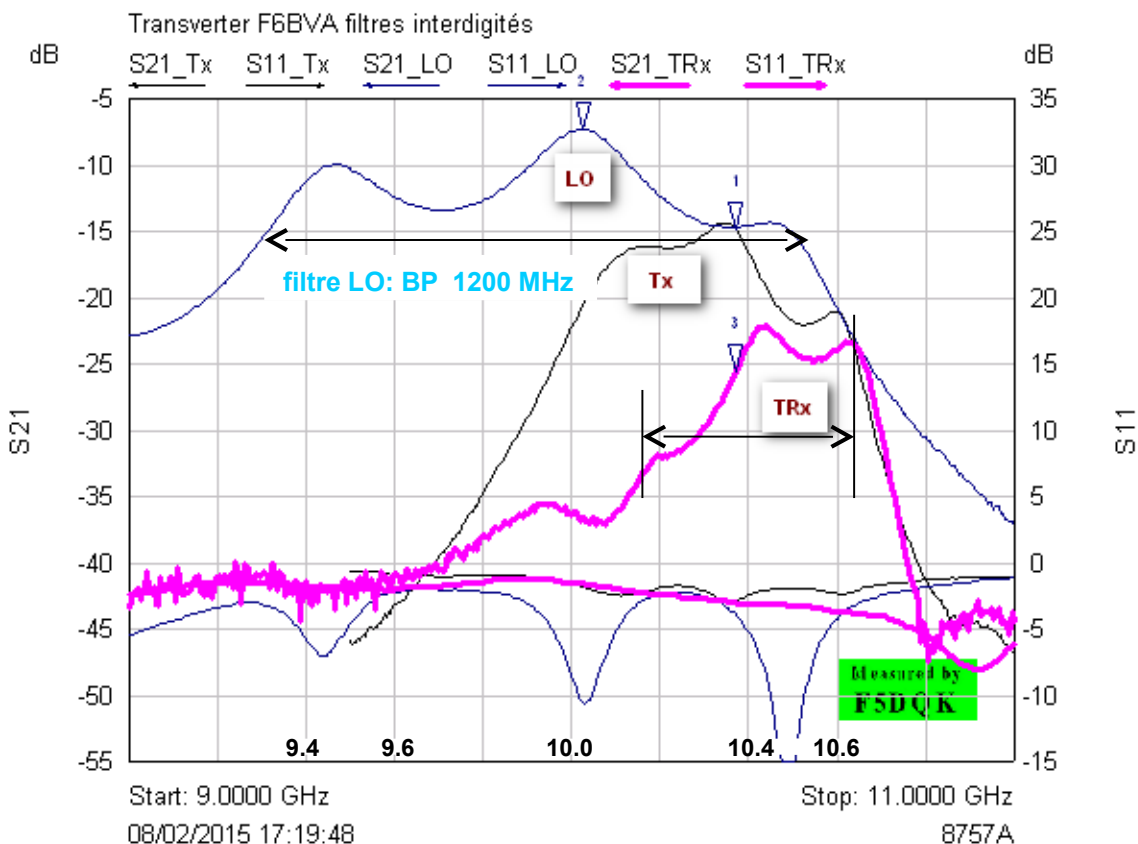
Malheureusement avec les énormes dispersions de conversion RF constatées d'un exemplaire à l'autre (voir ultérieurement dans l'exposé), prévoir d'emblée un LO/4 de +13dBm

2- Mesures sur filtres interdigités seuls



Filtres interdigités seuls sur platine dorée totalement vierge

Mesures initiales effectuées en mars 2015 sur **platine vierge** type P-F, à l'air libre et **non montée en boîtier Schubert**



LO (GHz)	FI (MHz)
10224	144
9936	432
9072	1296

Circuit imprimé totalement à l'air libre

Contrairement à la version 13cm, l'influence de toute plaque métallique verticale placée en lieu et place d'une face de boîtier Schubert est énorme (mais on pouvait s'y attendre)

Alors que la courbe du filtre Tx semble correcte

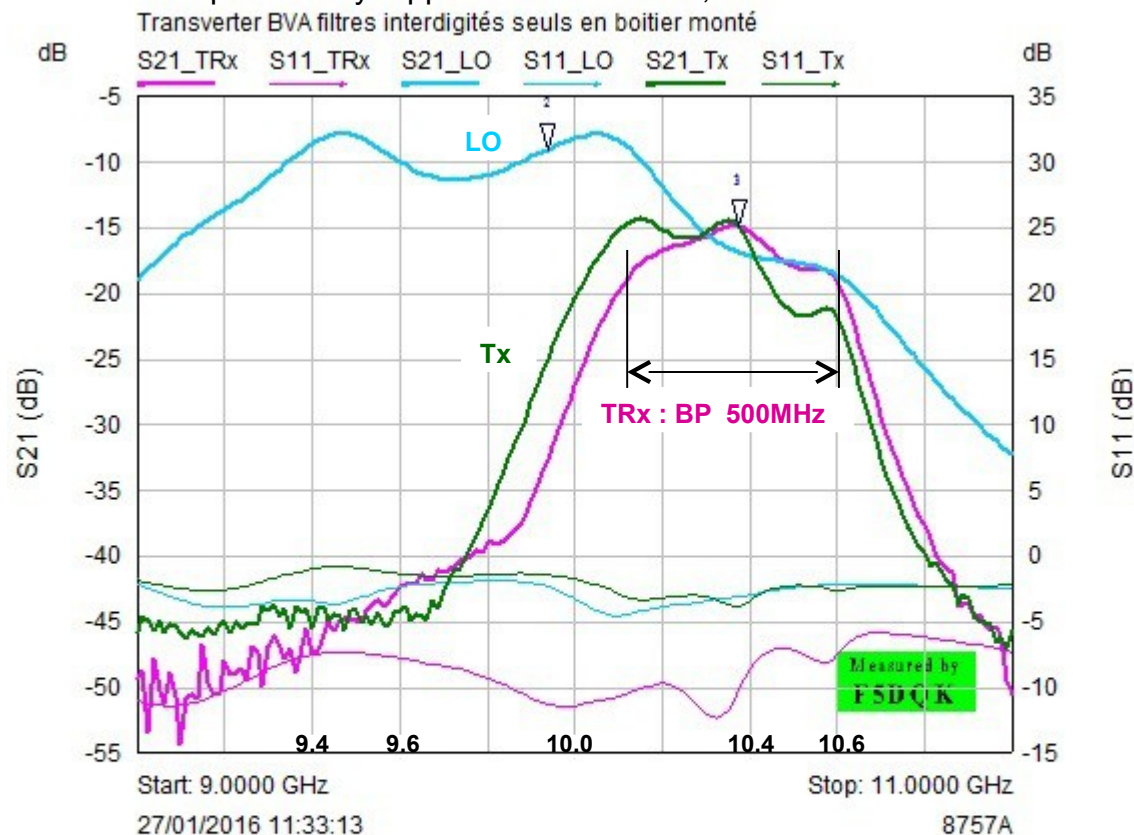
Le filtre interdigité commun TRx à 3 étages indique :

- une perte de pratiquement 25 dB
- une bande passante anormalement tronquée
- un décentrement en fréquence inexplicable (mais sa 3^{ème} bosse est néanmoins visible) ? ?

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21_Tx	10.3700 GHz	-14.79 dB	Filtre Tx
2	S21_LO	10.0250 GHz	-7.31 dB	Filtre LO
3	S21_TRx	10.3700 GHz	-25.59 dB	Filtre commun TRx

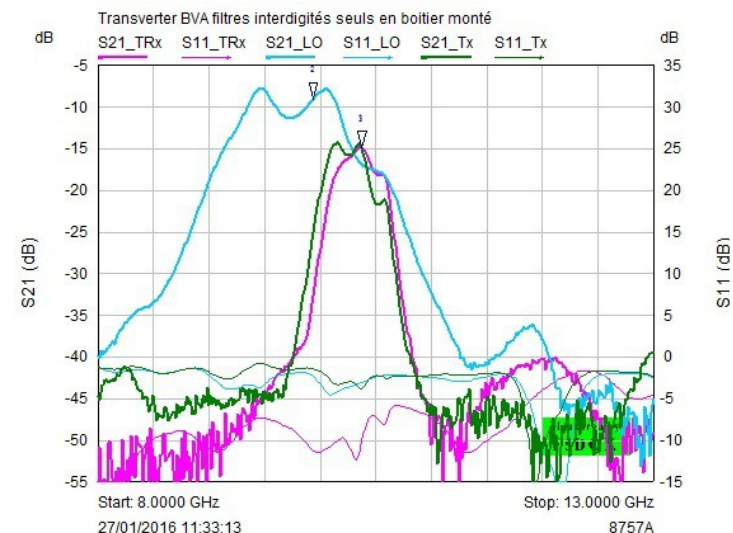
Filtres interdigités seuls en boîtier Schubert câblé

Les probes coaxiaux ont été soudés exactement aux mêmes endroits que sur la platine précédente encore vierge, mais en ôtant les composants s'y rapportant directement, et sans couvercle



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	S21_TRx	10.3750 GHz	-14.85 dB	
2 ▽	S21_LO	9.9375 GHz	-9.01 dB	si, IF 432 MHz
3 ▽	S21_Tx	10.3750 GHz	-14.94 dB	

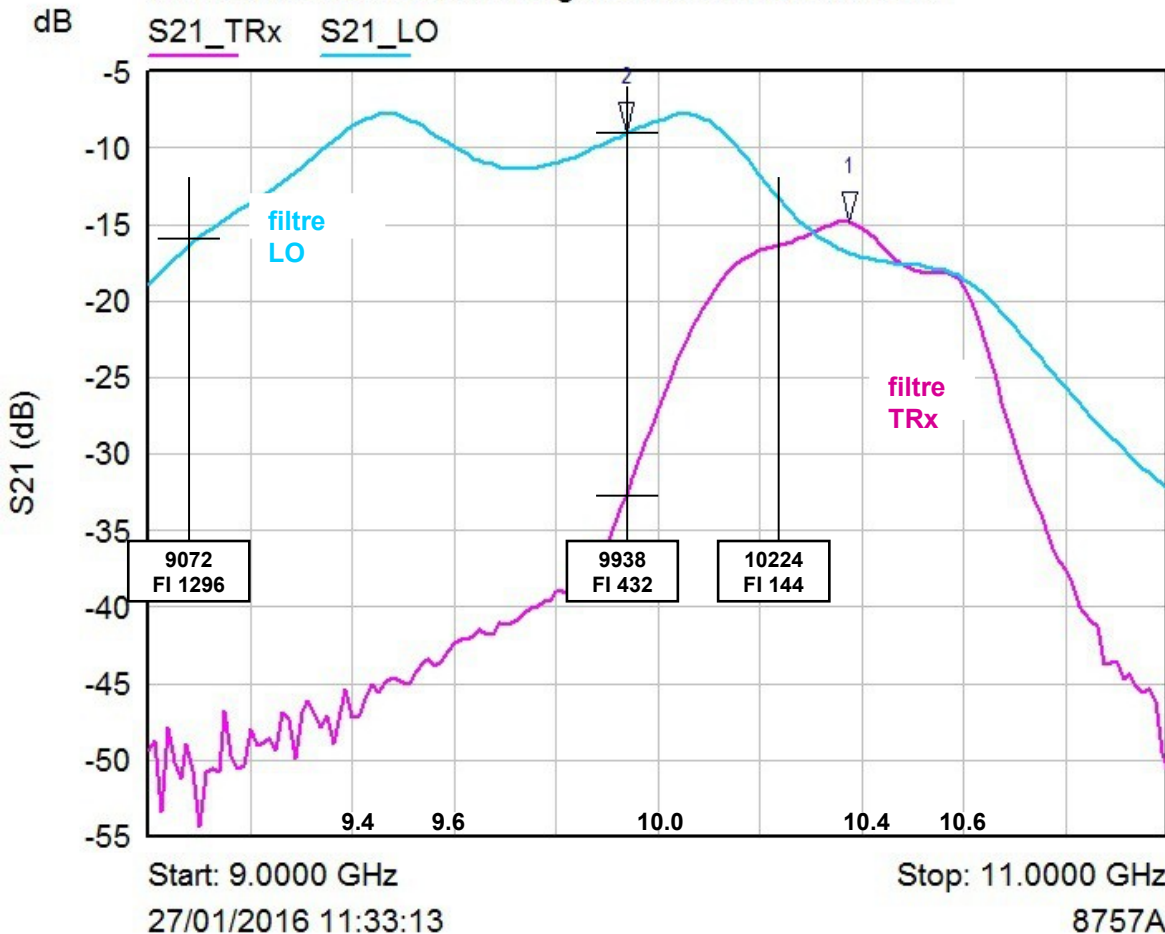
- Allure et pertes semblables aux mesures sur circuit imprimé nu (page 11)
- Filtre TRx commun : sa fréquence centrale a baissé et sa perte est moins importante (boîtier Schubert) ?
- Filtres TRx et Tx (vert et rose): perte moyenne 18dB, ripple 8dB)
- Filtre LO (courbe bleue):
 - fréquence centrale un peu haute (perte moyenne RF 10dB et ripple 15dB)
 - prévu pour large bande passante (FI 1300MHz)
 - perte plus faible que celle des 2 autres filtres, mais ripple (platitude) de presque 10dB



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	S21_TRx	10.3750 GHz	-14.85 dB	
2 ▽	S21_LO	9.9375 GHz	-9.01 dB	si, IF 432 MHz
3 ▽	S21_Tx	10.3750 GHz	-14.94 dB	

Filtres interdigités et choix IF possible ?

Transverter BVA filtres interdigités seuls en boîtier monté



Pour la fréquence RF=10.368 GHz

-144 : aucune réjection LO (sauf celle du mélangeur)

→ FI inutilisable

- 432 : meilleur compromis avec

perte min filtre LO

réjection de 25dB entre les 2 filtres

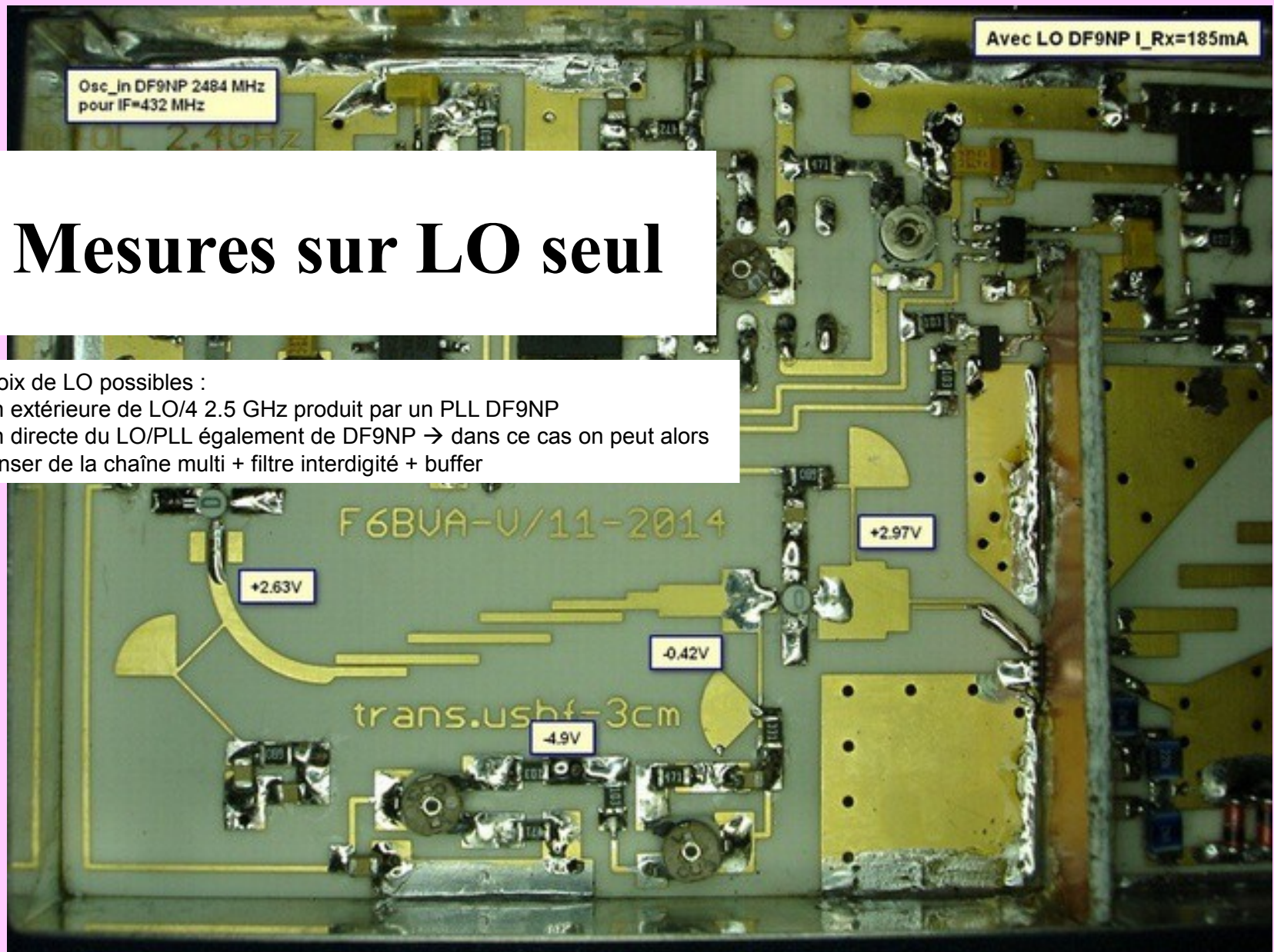
- 1296 MHz : perte supplémentaire du filtre interdigité

LO de 7dB par rapport à 9938 MHz

(sans compter la perte additionnelle à 1300 MHz
causée par le relayage côté IF)

**Donc comme le dit F6BVA, seule la
fréquence IF = 432 MHz convient**

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	S21_TRx	10.3750 GHz	-14.85 dB	
2 ▽	S21_LO	9.9375 GHz	-9.01 dB	si, IF 432 MHz



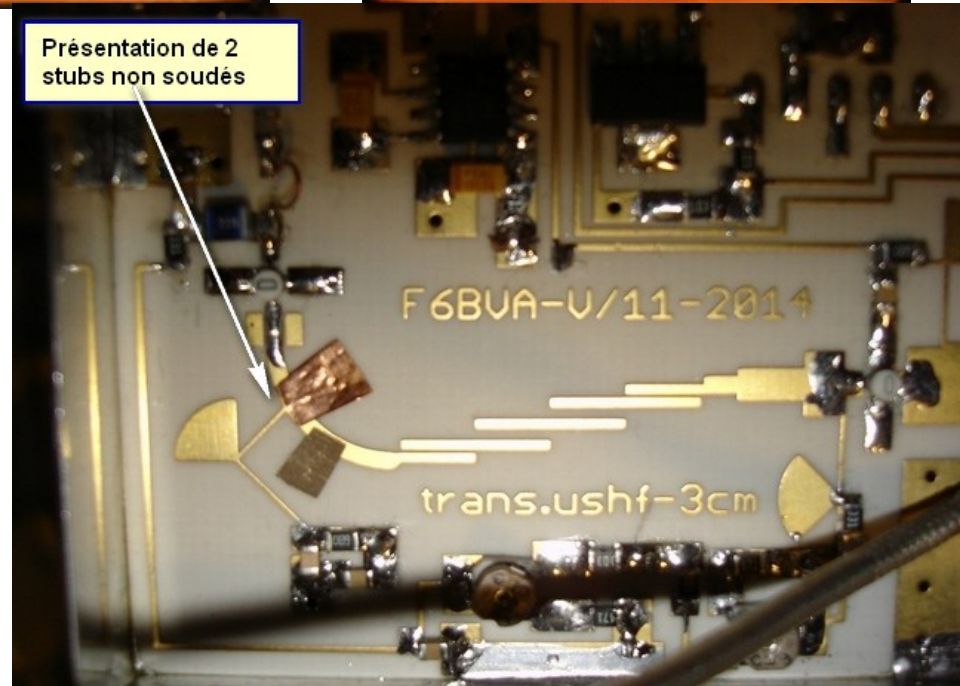
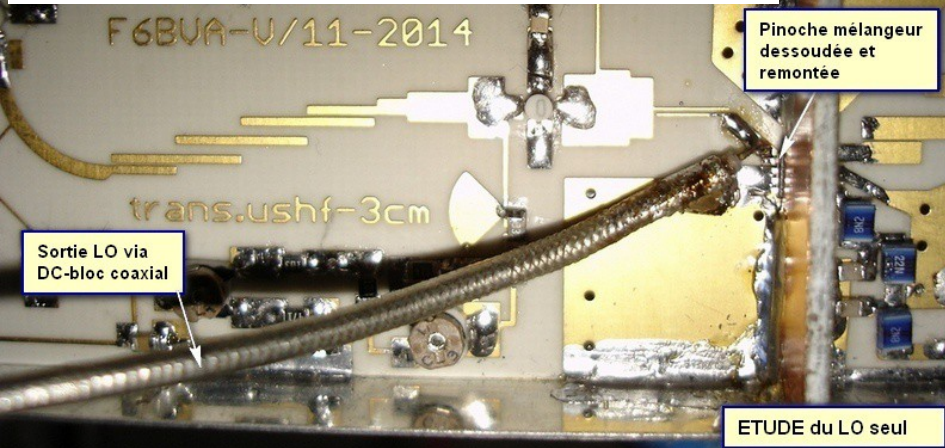
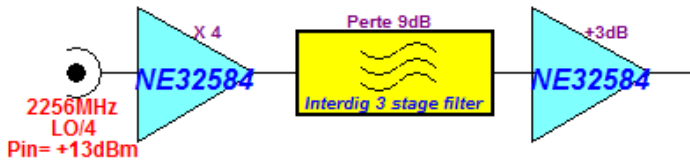
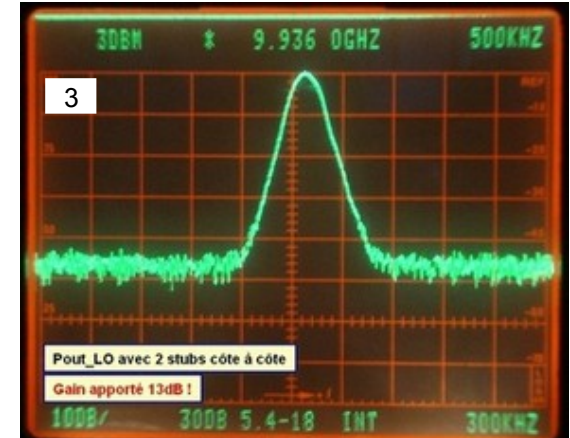
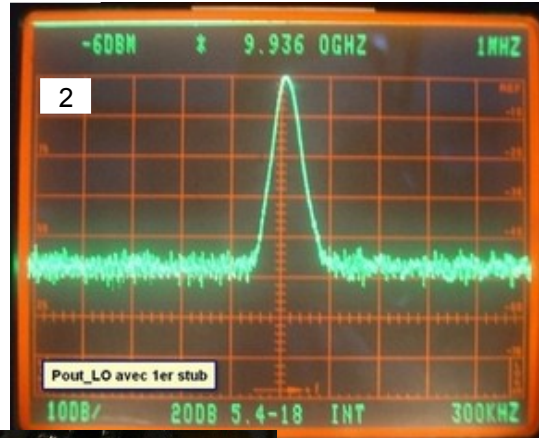
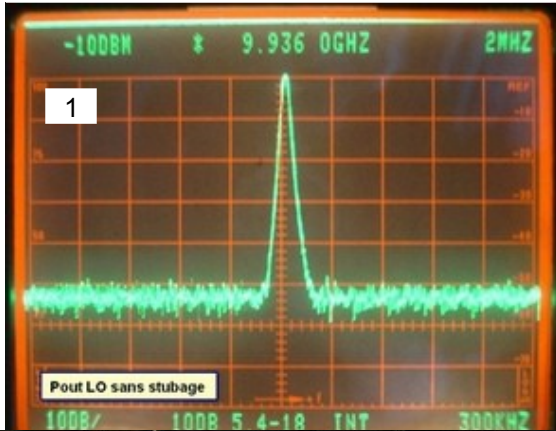
3- Mesures sur LO seul

Deux choix de LO possibles :

- injection extérieure de LO/4 2.5 GHz produit par un PLL DF9NP
- injection directe du LO/PLL également de DF9NP → dans ce cas on peut alors se dispenser de la chaîne multi + filtre interdigité + buffer

LO/4 + filtre d'entrée + multi : 1ères mesures de niveau LO

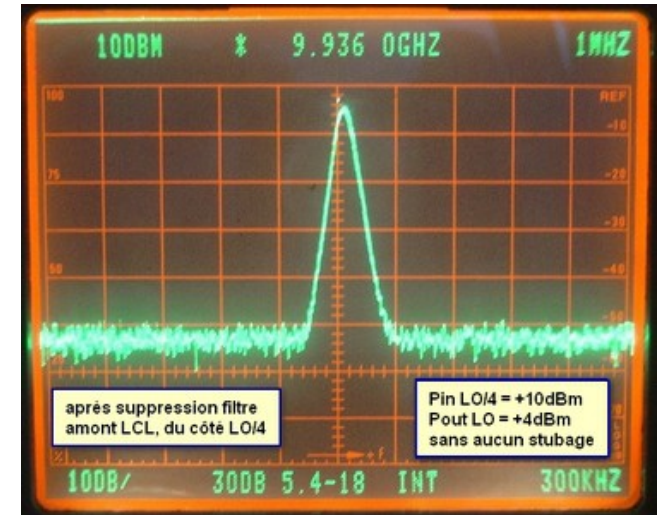
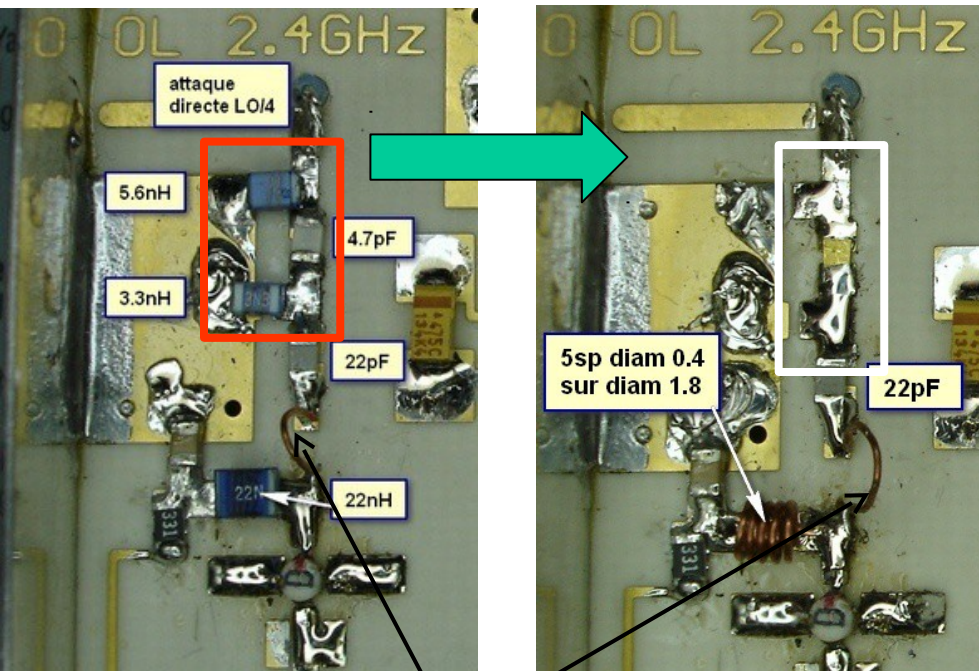
Avec Pin LO/4 du PLL de DF9NP = +9dBm



Inutile de dire qu'avec ce niveau LO/4 originel, les conversions Rx ou Tx furent à peine visibles à l'analyseur de spectre !

Multiplicateur LO/4 : tentative de suppression du filtre d'entrée

L5 C6 L4 → mesure de la puissance LO_out résultante



Suppression également de l'épingle (également pose d'un strap, tout en gardant la 22pF) donc pour atteindre au moins +7dBm de LO il en manque toujours et encore !

+10dBm de LO/4_in ne suffisent donc pas !

Self drain de 22nH : en cas d'utilisation d'une autre série que **bleue** (Q insuffisant), la remplacer d'office par ce même modèle bobiné

Pourquoi ?

Au cas où la puissance d'injection LO/4 à puissance fixe est un poil trop faible, une variation infime d'injection à l'entrée peut alors produire une énorme différence dans le mauvais sens !

Dans tous les cas une injection de +9dBm ne suffit vraiment pas, donc prévoir de suite +13dBm (voir page suivante) !

Fonctionnement optimal de tout mélangeur

Permet de connaître la puissance d'oscillateur local assurant le domaine de fonctionnement optimal du mélangeur à Nf_{min}
Influence de la puissance d'injection LO/4 variable au pas de 0.2dB sur le couple gain/bruit de la chaîne de conversion totale Rx

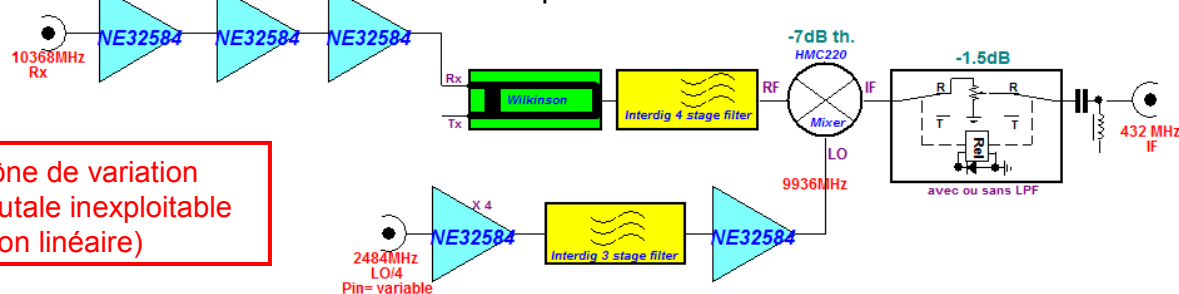
Manipe effectuée sur le transverter F6AJW, mais sur la chaîne Rx de conversion complète

P_LO/4 (dBm)	Gain (dB)	Nf (dB)
9.6	-16	16.5
9.8	-7.9	8.5
10.0	1.9	2.9
10.2	7.4	1.8
10.4	10.4	1.54
10.6	12.1	1.48
10.8	13.2	1.46
11.0	14.0	1.45
11.2	14.4	1.46
11.4	14.8	1.45
11.6	15.0	1.46
11.8	15.2	1.47
12.0	15.35	1.48
12.2	15.45	1.5
12.4	15.5	1.52
12.6	15.6	1.53
12.8	15.65	1.54
13.0	15.7	1.56

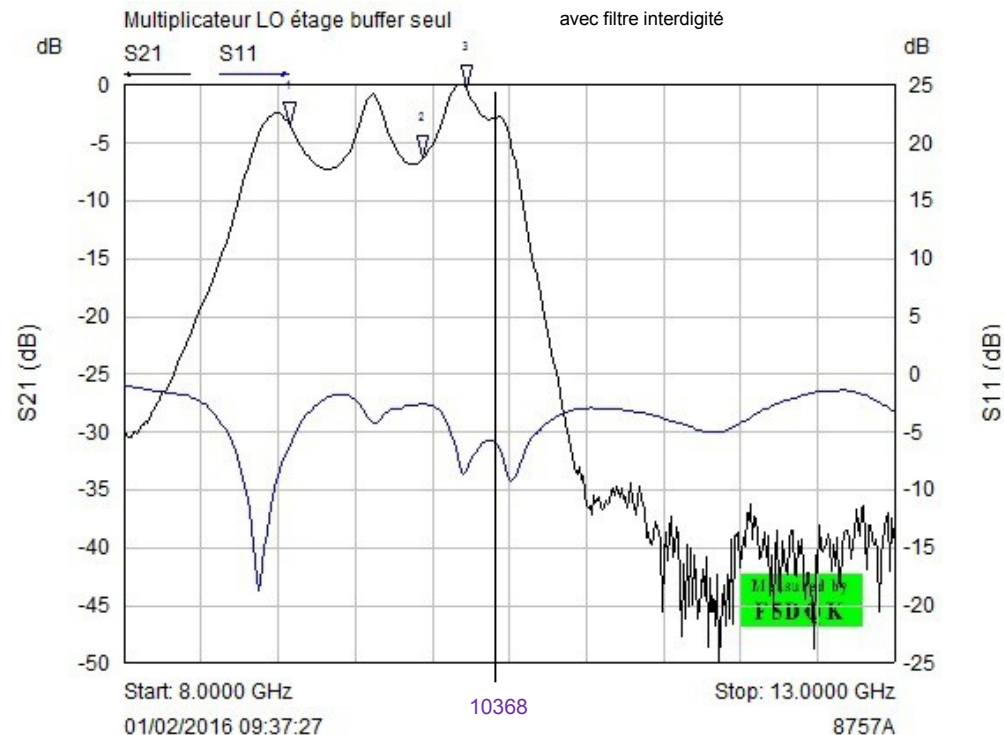
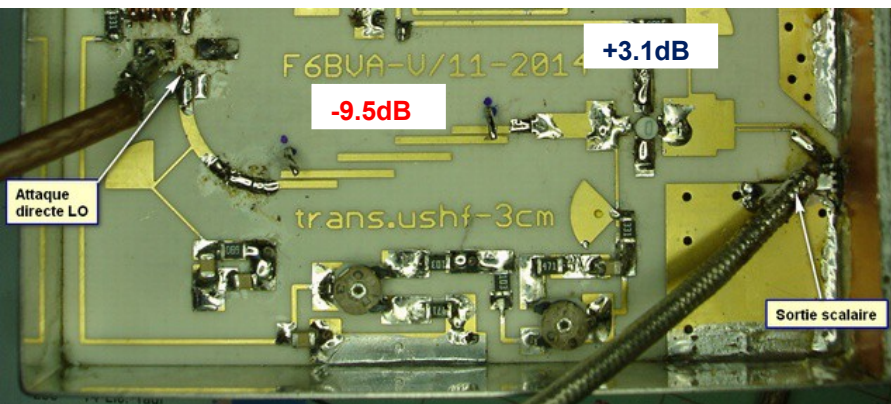
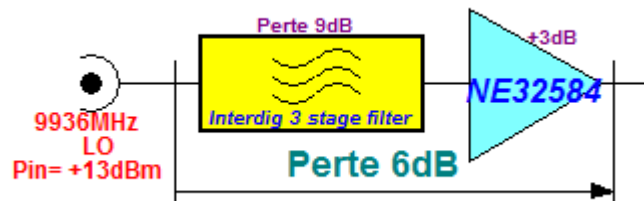
Zône de variation
brutale inexploitable
(non linéaire)

Mélangeur seul :
domaine de meilleur
compromis en
pertes_min + Nf_{min}

Saturation mélangeur :
gain saturé + début de
dégradation Nf



Multiplicateur : mesure buffer seul + filtre interdigité

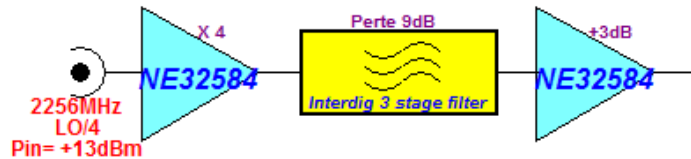


Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21	9.0750 GHz	-3.48 dB	FI 1296 MHz
2	S21	9.9375 GHz	-6.37 dB	FI 432 MHz
3	S21	10.2250 GHz	-0.29 dB	FI 144 MHz

Donc il compense à peine le couple perte/ondulation de (9.5+3.1) dB du filtre interdigité
On retrouve également l'ondulation du filtre évoquée précédemment

Multiplicateur LO/x : essais d'injection à fréquences différentes

Un multiplicateur possède théoriquement un bien meilleur rendement sur les harmoniques de rang impair
C'est ce qu'on a voulu vérifier sur ce montage par essais à puissance LO/x = +12dBm = constante et filtre (L5 C6 L4) ôté

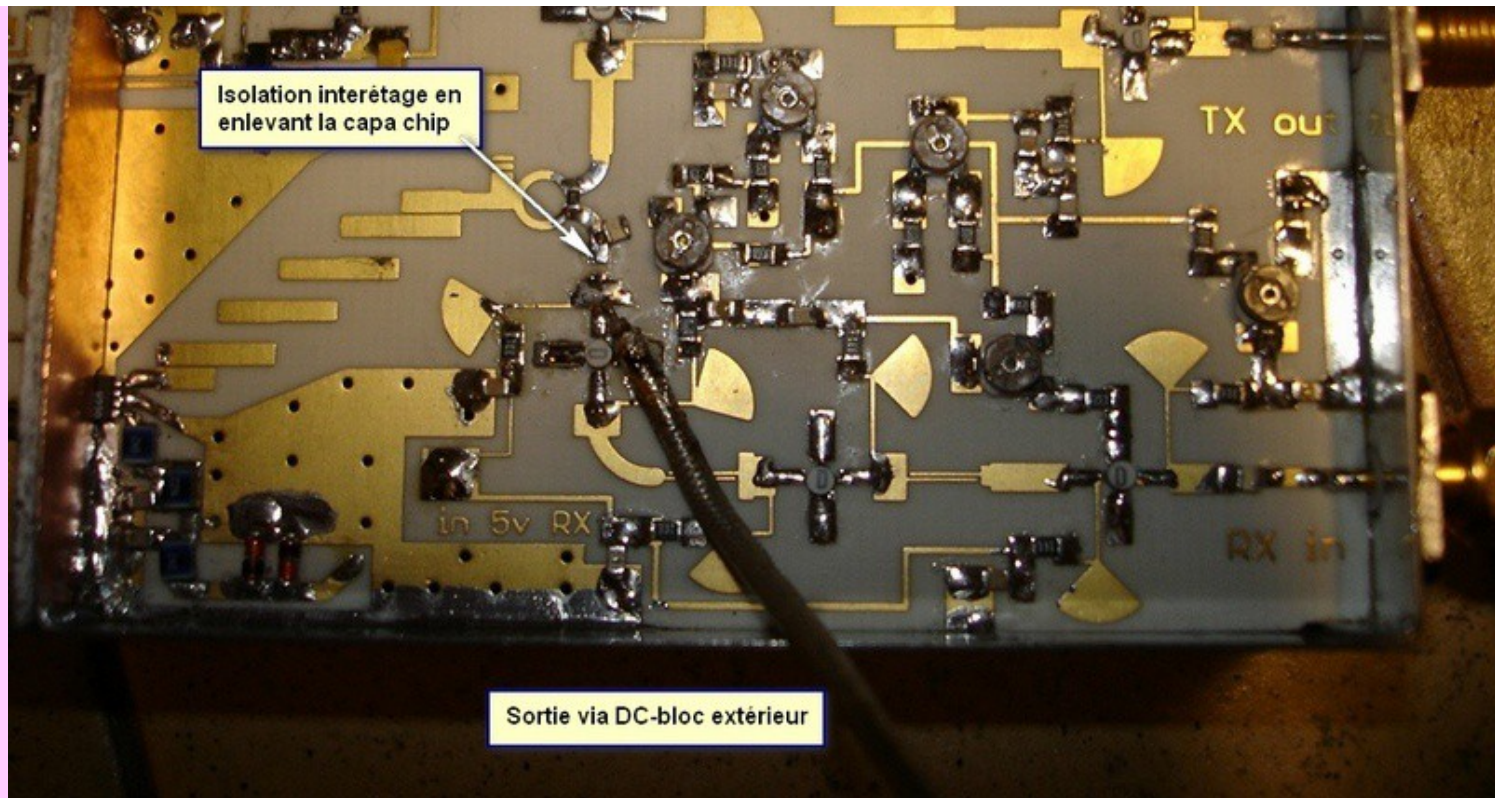


LO/x (MHz)	Pout 9936 MHz (dBm)
LO/5 1987.2	0
LO/4 2484	+4
LO/3 3312	-15

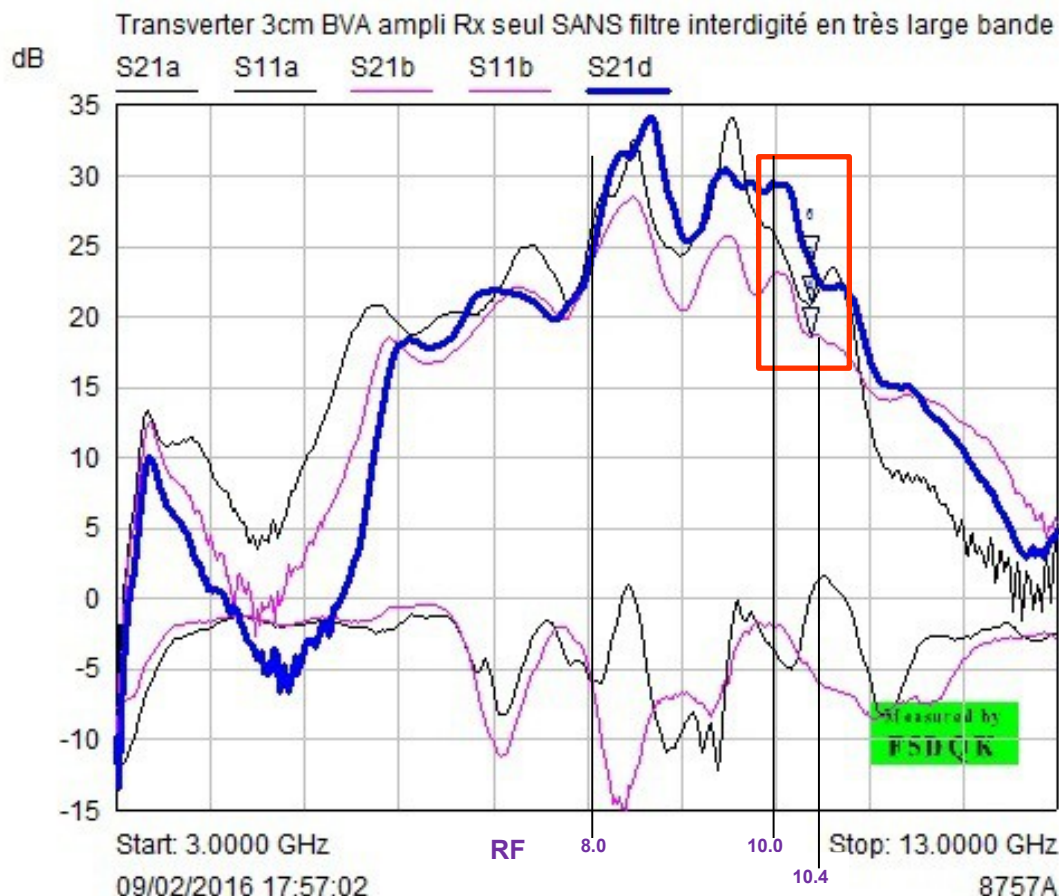
le fonctionnement avec LO/5 pourrait presque convenir

dans cette configuration, seule la valeur de LO/4 donne le meilleur rendement

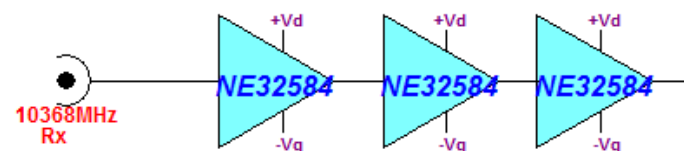
4- Mesures sur chaîne Rx 3 étages seule



Chaîne Rx 3 étages seule: gain en large bande



- Ampli seul, avec sortie reprise en coax au niveau de C31 supprimée
- Mesures effectuées sur 3 exemplaires différents



Conclusion :

- parfait de 8.0 à 10.0 GHz
- 7 à 14dB en moins à 10.4 GHz, donc **à bout de souffle !!**

PS : la substitution du 1^{er} étage par un NE425S01 (boîtier plastique noir) apporte :

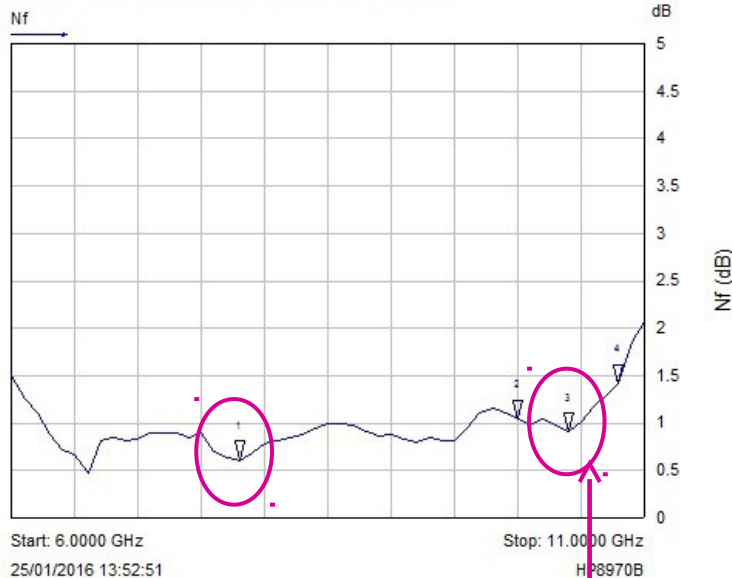
- aucun gain supplémentaire
- et malheureusement un Nf un peu plus élevé

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
3	S21a	10.3750 GHz	20.88 dB	CKC
4	S21b	10.3750 GHz	18.62 dB	ELY1
5	S21d	10.3750 GHz	23.70 dB	ELY2 alime -5V extérieure

Chaîne Rx 3 étages seule : Nf en large bande

Répercussion à posteriori sur la chaîne totale de conversion Rx

Transverter 3cm BVA ampli Rx seul SANS filtre interdigité Nf



- A 10.4 GHz, le Nf de la chaîne Rx seule est < 1.0 dB
- On obtient même un Nf_min de 0.6dB à 7.8 GHz

Conclusion résultante pour la **chaîne de conversion totale** :

à partir du moment où à 10.4 GHz on obtient **1.0dB** de bruit avec **le LNA front-end seul**, il n'y a aucune raison de ne pas obtenir la même chose avec la chaîne totale de conversion Rx, et on en déduit que :

- 1- Il faudra absolument tout faire pour conserver cette valeur de Nf total aux environs de Nf=1.0dB (1.3dB au maximum)
- 2- Si cette valeur ne peut pas être atteinte, cela signifie alors :
 - que le gain total de conversion est beaucoup trop faible (surtout pour toute valeur de gain total mesurée < =13dB)
 - qu'au moins le **1er FET du LNA** (si ce ne sont pas carrément les 3 exemplaires) n'arrive pas à compenser la grosse perte des éléments passifs situés en aval !

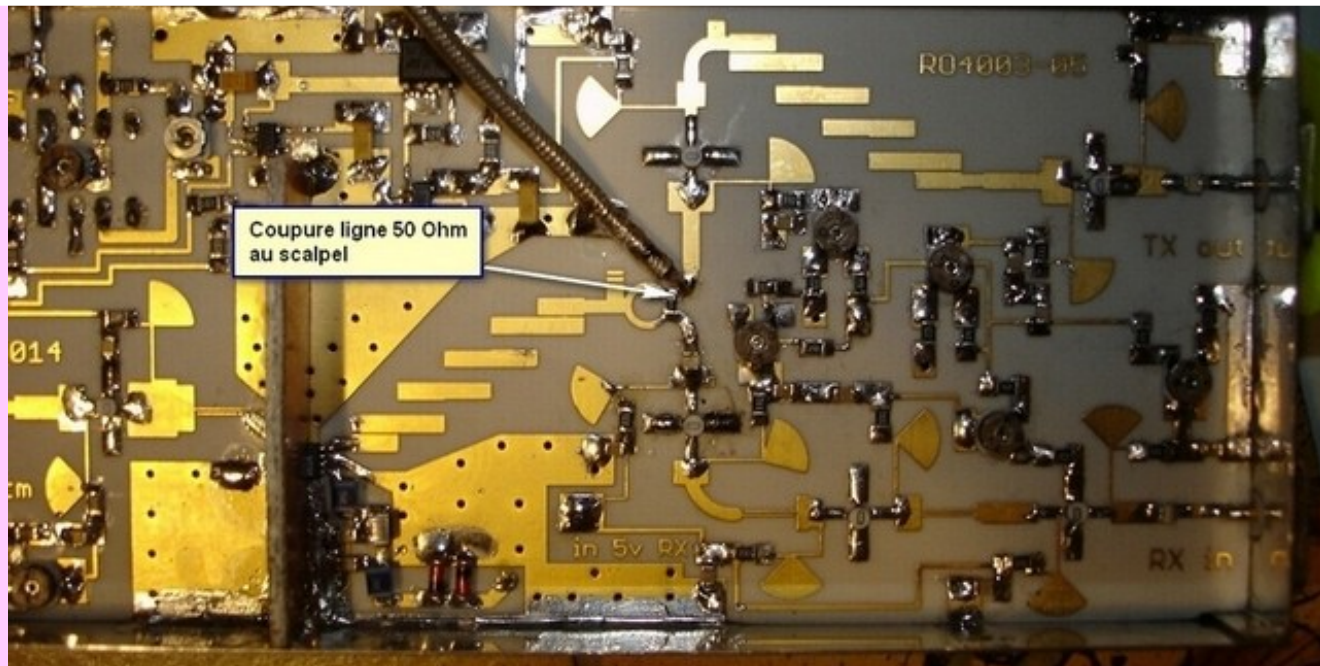
Tant que l'on n'obtient pas pour l'ensemble total de conversion Rx un couple de 15dB et Nf<=1.3dB, il faudra sérieusement se pencher sur le problème de l'optimisation gain/bruit de cette chaîne Rx seule

Dans la mesure où la conversion entière est également capable d'obtenir ce Nf, rajouter un «préampli rustine» supplémentaire en tête devient alors superflu. Outre le fait d'exiger de la place supplémentaire pas toujours disponible, il risque de ramener en réception beaucoup de souffle inutile, et également de nuire à la longue à la fiabilité de l'ensemble dans le temps. Moins il y a d'éléments, meilleure sera la fiabilité totale !

Par contre au-dessus de 10.4 GHz son Nf s'altère très vite, confirmant ainsi un **LNA à bout de course**.

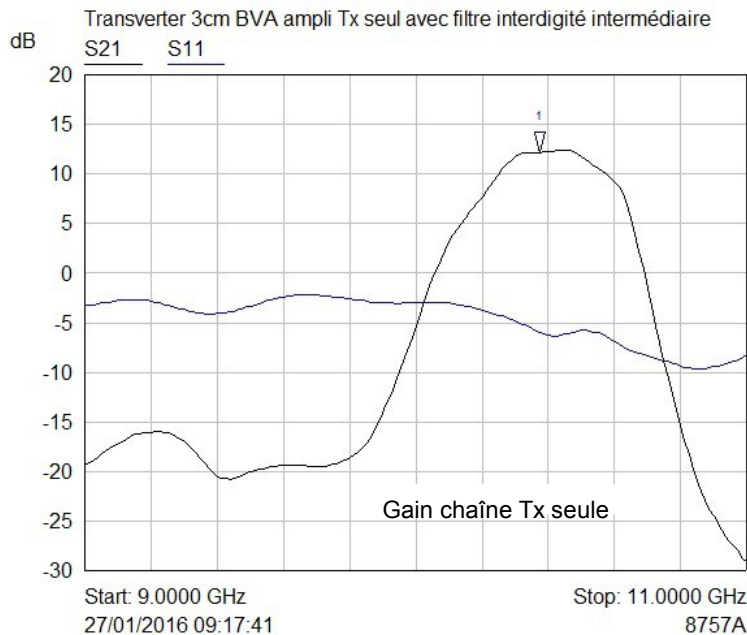
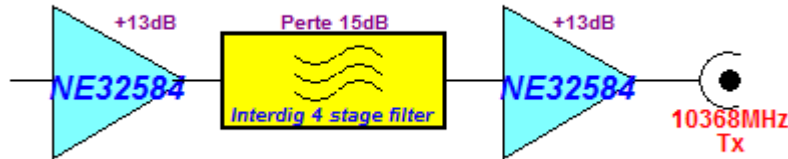
5- Mesures sur chaîne Tx 2 étages seule

Mais en y incorporant "par construction" le filtre interdigité Tx placé entre les 2 étages constitutifs
Commutation Tx par application d'une tension DC à l'entrée IF (compatibilité DB6NT)



Tx au scalaire et large bande

NB : en position Rx ou Tx, toutes les grilles reçoivent une tension négative issue d'un ICL7660, toujours alimenté par le régulateur +5V de la brique LO



On devine parfaitement le rôle du filtre interdigité interétage, parfaitement bien centré en fréquence !

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21	10.3750 GHz	12.19 dB	

6- Conversion totale Rx

Mesures de conversion Rx
Améliorations apportées sur 7 exemplaires
différents

F4CKC

F5ELY_1

F5ELY_2

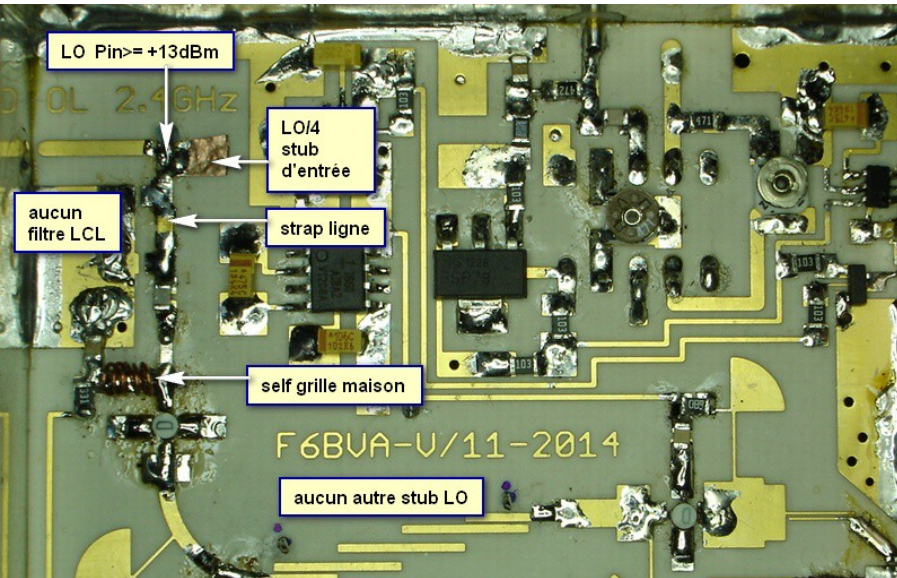
F5ELY_3

F1SEF

F6AJW

+ transverter de F1LPV

Tvter F4CKC : 1ères mesures Rx avec LO/4 sweeper extérieur



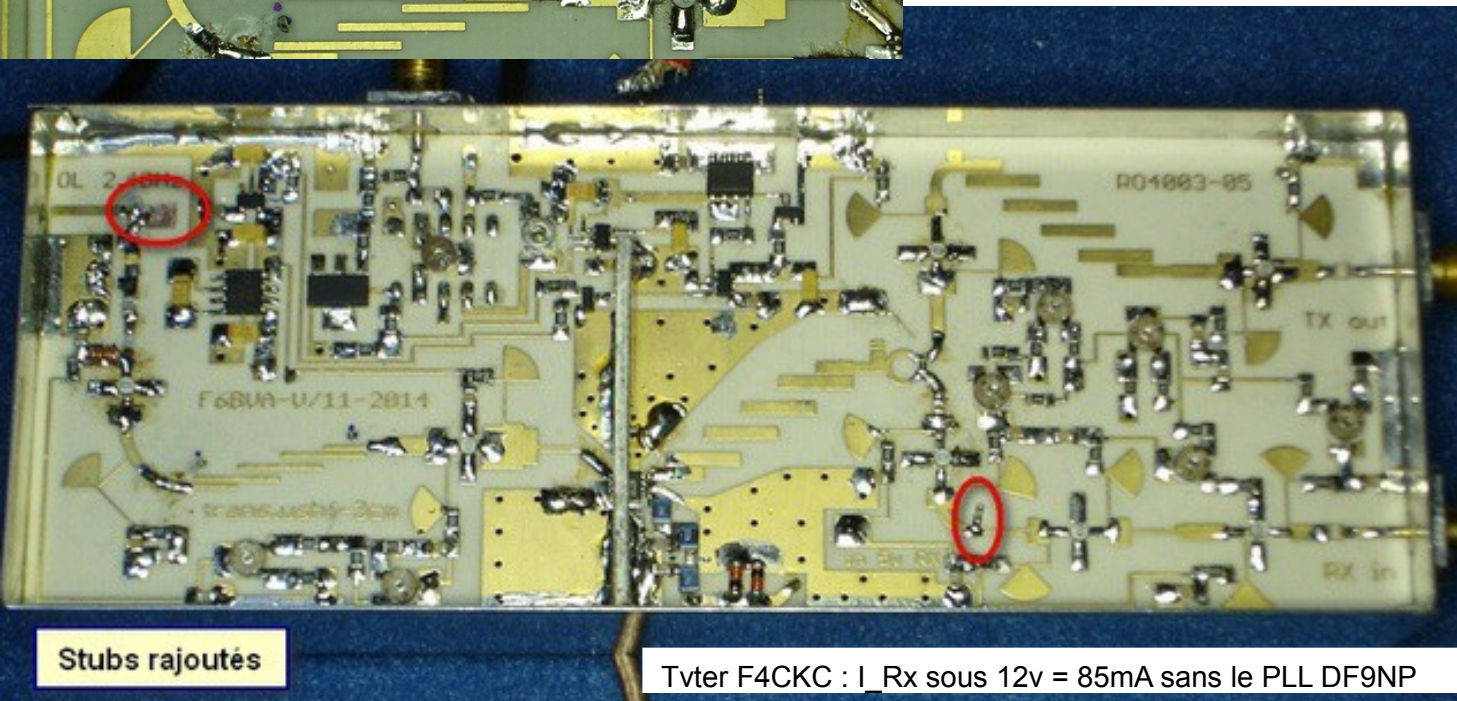
Simplifications sur l'entrée du multiplicateur LO/4

Enfin ça cause !



Conclusion partielle:

- **puissance LO/4 nécessaire : au moins +13dBm**
- petit stub sur grille du 3^{ème} étage Rx
- **NB : vers +13dBm une simple commutation on/off de Pin peut QRT le Fet x4 ?**



Transverter F4CKC : mesures Rx avec LO/4 DF9NP

-a/ **Substitution du mélangeur**

-b/ **PLL LO/4 DF9NP** : Pout initiale de +9dBm montée à **+10.7dBm** avec seulement une 30 Ohm au lieu d'une 39 Ohm sur le collecteur de son buffer !

-c/ LNA et ses 3 résistances drain abaissées à 120 Ω

Sans couvercle

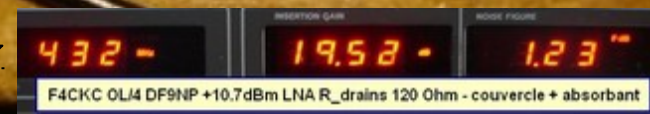
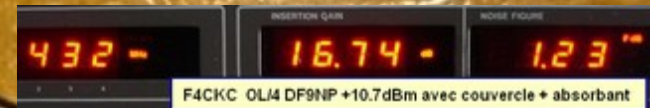
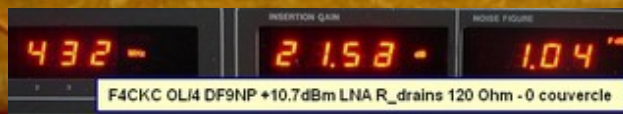
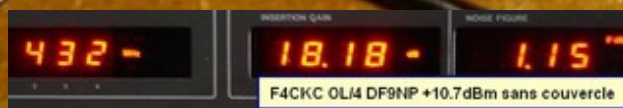
Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle : 8mm (=respect simu de BVA)

Inconvénient : oblige à 3 découpes dans le couvercle à la verticale des fiches SMA

Nouveau mélangeur

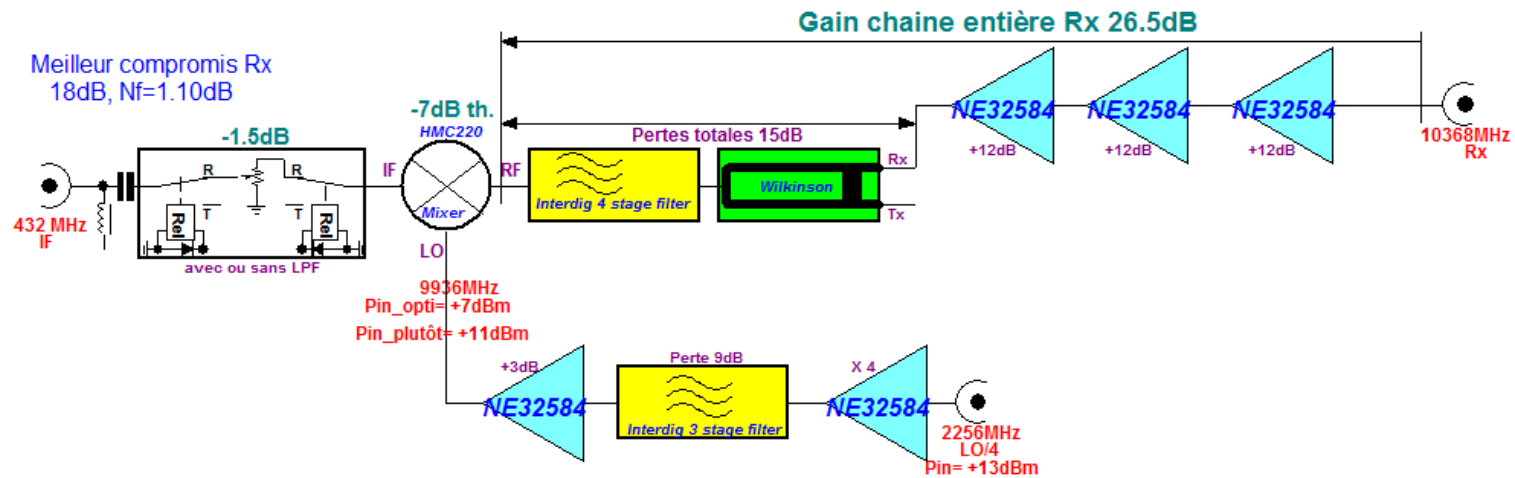
LNA seul : 3 résistances drain baissées à 120 Ω
Consommation LNA seul maintenant 65mA



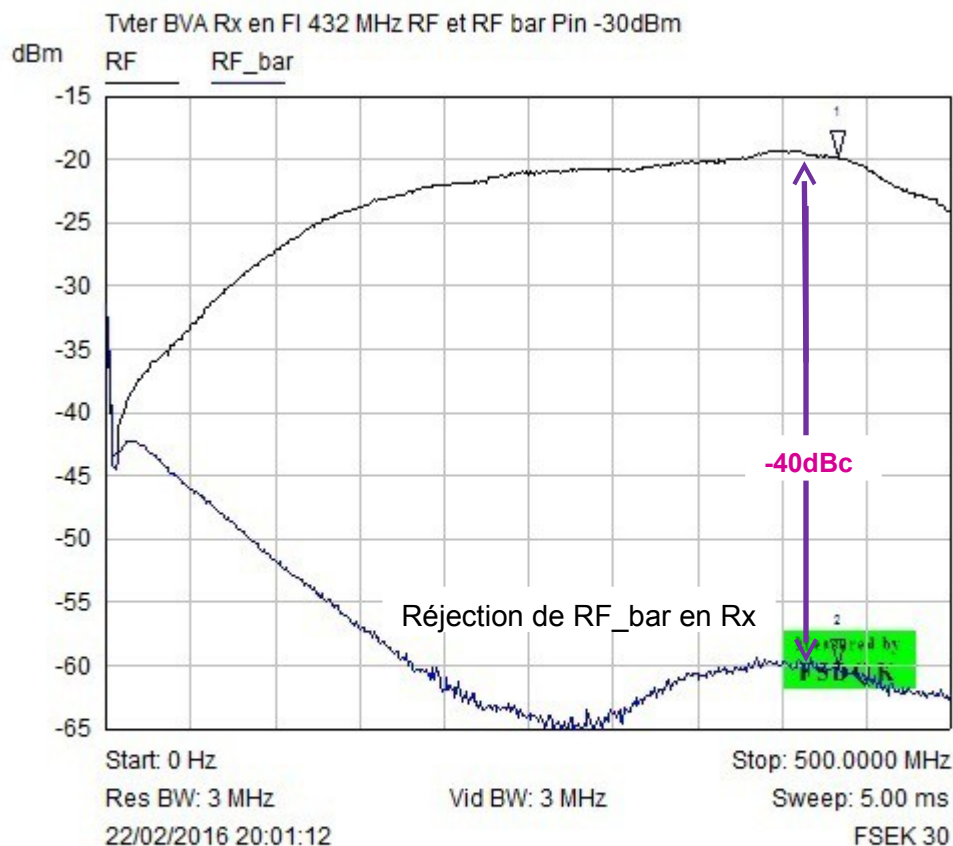
Conclusion avec ce nouveau mélangeur monté :

- Un OL/4 PLL DF9NP de Pout seulement +11dBm suffit maintenant pour cet exemplaire spécifique
- NF plus fort couvercle fermé que couvercle ouvert
- A quelle variation de conversion de gain peut-on s'attendre d'un mélangeur à l'autre ?

Transverter F4CKC : bilan grossier de conversion



Transverter F4CKC avec LO/4 DF9NP, fréquence Rx conjuguée



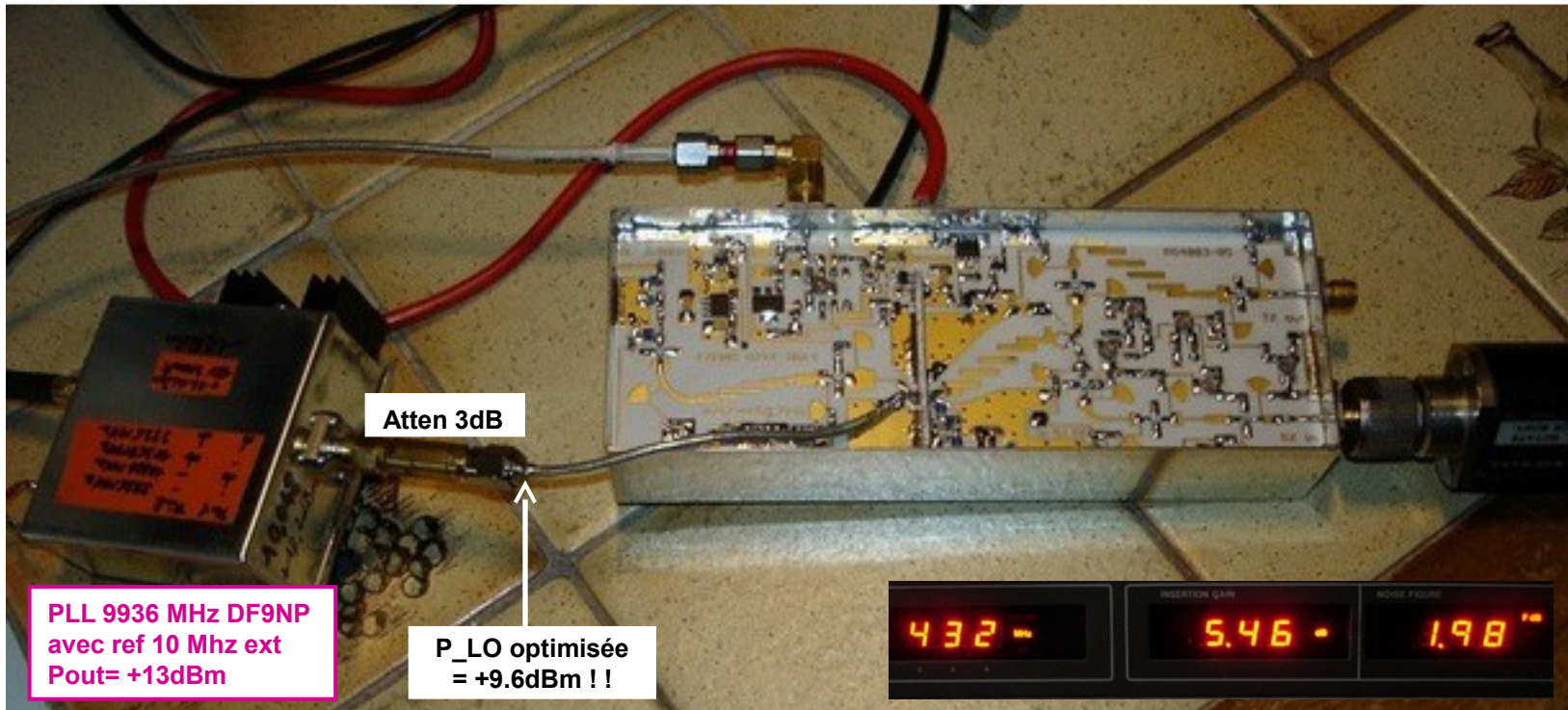
Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	RF	432.8657 MHz	-19.81 dBm	10368 MHz
2 ▾	RF_bar	432.8657 MHz	-60.03 dBm	9504 MHz

Conclusion :

- Réjection de la fréquence RF conjuguée à -40dBc

Tvter F4CKC : LO 9936 MHz avec PLL DF9NP direct

- Test effectué avec le mélangeur monté à l'origine
- Meilleur compromis gain/Nf trouvé après dégrossissage du gain de conversion à l'A-S (valeur opti d'atténuateur donnant le meilleur gain de conversion)



Conclusion : couple gain/Nf obtenu totalement décevant car, initialement seulement légèrement supérieur qu'avec une attaque LO/4 + multi, ce qui sous-entend au moins un autre problème :

- mélangeur détérioré ou non par rapport aux specs usine ?
- mesure de gain sur la chaîne (Rx seule + filtre interdigité) douteuse ?

Les essais à posteriori ont montré que son mélangeur initial hors spec en fut directement la cause

Donc à refaire ASAP !

Transverter F5ELY_1 conversion Rx à P_LO/4 DF9NP= +11dBm

Sans couvercle

Espace circuit /couvercle de 11mm : évite également toute découpe couvercle au niveau des embases SMA

Etat initial avant stubage

9.8dB, Nf=1.8dB

+2 stubs chaîne Rx



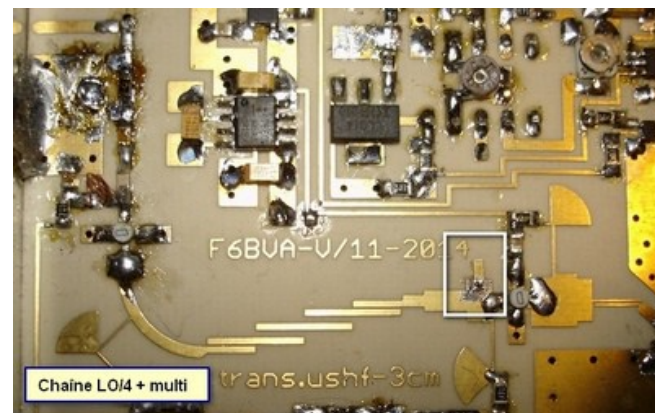
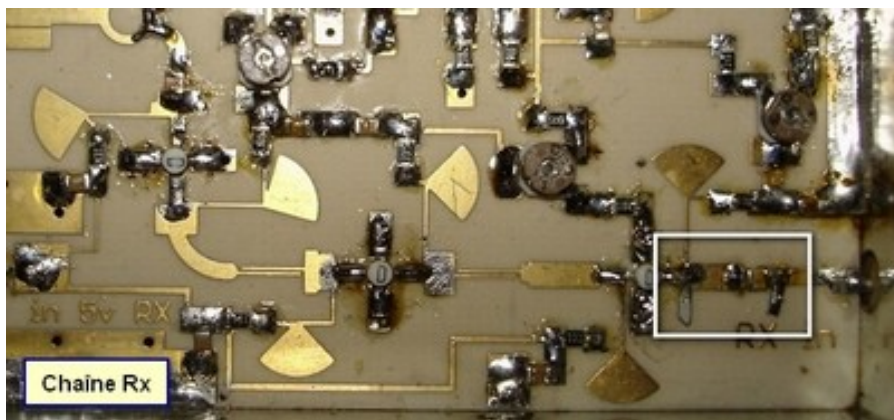
+1 stub buffer LO



LNA seul : 3 résistances drain
baissées à 120 Ω
Consommation LNA seul
maintenant 65mA



Couvercle + absorbant



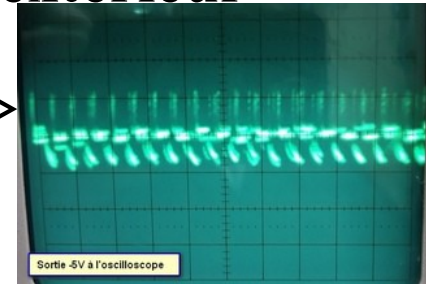
**NB : vérifier initialement la résistance drain/source de chaque Fet GaAs à l'Ohmmètre avant soudure définitive
6 < Rds < 9 Ohm**

Transverter F5ELY_2 conversion Rx avec LO/4 extérieur

Manipes préliminaires :

Grave oscillation induite par la pompe négative, déjà sur la chaîne Rx seule -->

- Isolation sortie et entrée de la pompe négative ICL7660 par rapport au +5V (sinon persistance des PBs de bruit Rx)
- Et rajout d'une tension additionnelle -5V extérieure → OK



Essais de conversion RF:

- Rajout de l'isolateur LO/4 à l'entrée du mélangeur
- Au contraire du transverter précédent, la **puissance optimale de LO/4 injectée n'est que de +10.4dBm** → au-dessus, le Nf monte immédiatement
- **Aucun stub rajouté**, sauf le grossissement de la piste du multiplicateur côté drain (deux pavés déjà prévus)

Sans couvercle

Espace circuit /couvercle de 12mm



Couvercle + absorbant



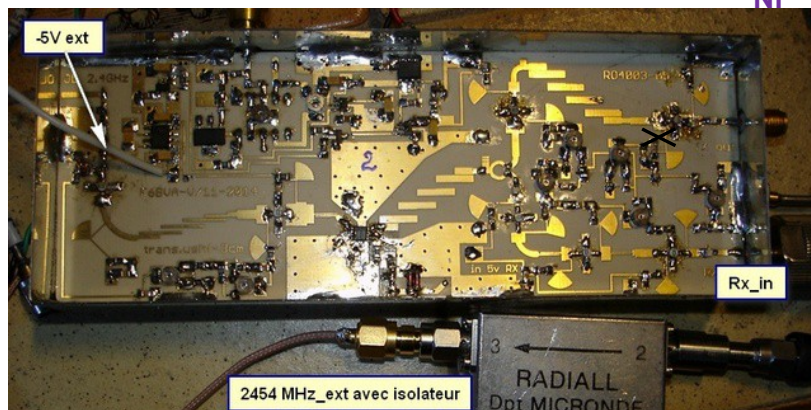
LNA seul : 3 résistances drain
baissées à 120 Ω
Consommation LNA seul
maintenant 65mA

Seule amélioration apportée : -0.3dB sur son
Nf

Conclusion :

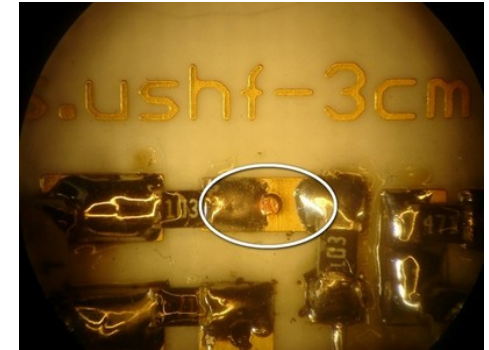
Pompe négative ICL7660, substituée

- Le mélangeur monté réagit maintenant à puissance LO plus basse que sur le modèle F5ELY_1



Transverter F5ELY_3 conversion Rx avec LO/4 extérieur

Faux contact particulièrement frustrant, en trouvant un point d'appui très proche des alimes du multiplicateur : en effet le gain de conversion sur l'A-S remontait alors d'un seul coup de 40dB !
 → fil non soudé (mais défaut malheureusement toujours présent donc, trop beau) !
 → obligation de ressouder tous les composants périphériques sans chercher à comprendre, en particulier les découplages vers la masse (*malgré absolument rien de visible à la Stereozoom*)
 → défaut enfin disparu, ouf !



Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 10.5mm

0 stub buffer

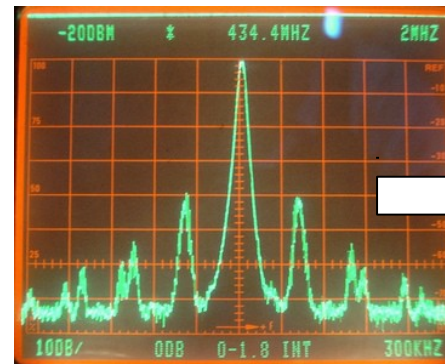


LNA seul : 3 résistances drain
 baissées à 120 Ω
 Consommation LNA seul
 maintenant 65mA



Puissance LO/4 nécessaire, bien plus importante
 (exige 2 bons dB de plus que les 5 autres ex.)

Persistance de ces joues latérales, jamais visualisées jusqu'à présent ??
 Egalement visualisation qualitative des raies 2*FI et 3*FI !!



Transverter F6AJW conversion Rx avec LO/4 extérieur

Impossible d'obtenir mieux, mais le gain de la chaîne Rx seule est déjà de 10dB inférieur aux 2 autres transverters actuellement sur le bench → investiguer sur l'un de ses 3 FETs GaAs ou carrément sur les 3 ? ?

Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 10mm

A réception



0 stub buffer



Substitution de Q10 (1^{er} FET Rx), et également de Q5 (multi x4 très fragile ! !)
Aucun gain additionnel, mais on gagne en Nf



LNA seul : 3 résistances drain
baissées à 120 Ω
Consommation LNA seul
maintenant 65mA



Subst. mélangeur + stub
en sortie LO/4
(aucun changement notable)



Aucune amélioration apportée !

Tvter F1LPV conversion Rx avec LO/4 DF9NP puis extérieur

Chaîne LNA : substitution du 2^{ème} FET initialement extrêmement mou au sniffer

Mélangeur substitué de provenance professionnelle → aucune amélioration, mais nécessitant pratiquement 2dB de moins de niveau OL, en vue d'arriver à saturation

Sans couvercle

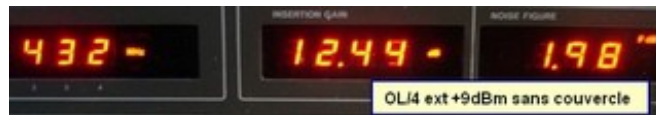
Espace circuit /couvercle : 8mm (=respect simu de BVA)

Inconvénient : oblige à 3 découpes des fiches SMA avant mise en place définitive

A réception sur OL/4
OL/4 DF9NP +10dm



Meilleur compromis
avec OL/4 extérieur



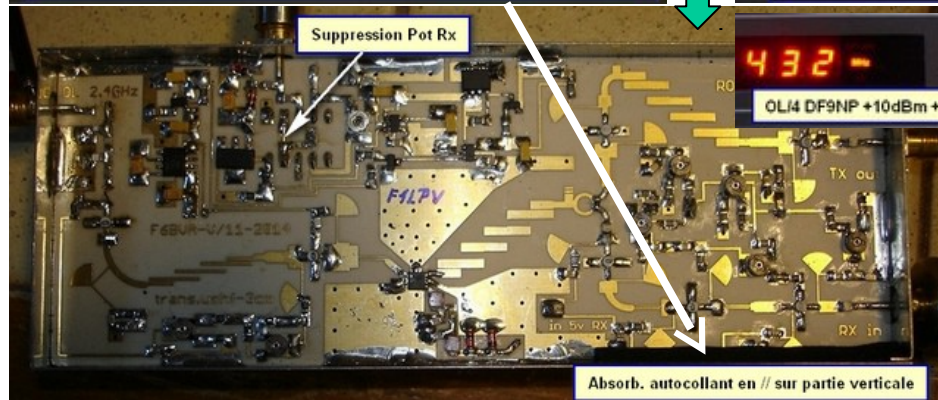
Couvercle + absorbant



LNA seul : 3 résistances drain
baissées à 110 Ω
Consommation LNA seul
maintenant 65mA



Contrairement au modèle
F4CKC, malgré
l'espacement de 8mm, cette
fois-ci le gain augmente
avec couvercle +
absorbant ???



Transverter F1SEF conversion Rx avec LO/4 extérieur

Pendant plus d'une heure, impossible à l'A-S d'avoir mieux qu'un pipion de -85dBm (d'ailleurs très difficile à trouver), jusqu'à ce que je comprenne après une minutieuse inspection sous bino

→ en sortie FI, aucune liaison entre filtre TBF et relayage TRx (l'erreur est humaine) donc, ni la chaîne Rx, ni la chaîne LO furent en cause
Finalement sa propre fiche SMA LO_in m'a vraiment bien aidée, en m'évitant cette fois-ci les opérations soudage / dessoudage du même coax téflon + SMA d'entrée LO/4 effectuée sur chaque autre transverter

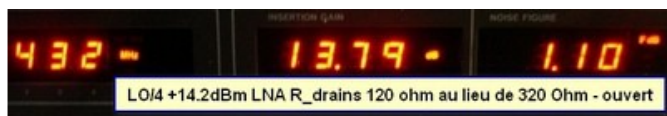
Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 10mm

0 stub buffer

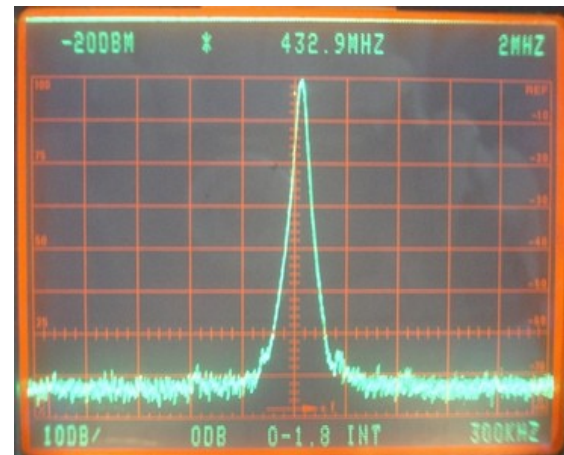
LNA seul : 3 résistances drain
baissées à 120 Ω
Consommation LNA seul
maintenant 65mA



Essai même à 144 MHz, mais sans aller plus loin !



Ainsi qu'à IF= 1300 MHz (sans filtre IF)



Transverter F1SEF conversion Rx avec LO/4 fixe

LO/4 de 2484 MHz fixe prévu pour IF=432 MHz

P_LO/4 fixe = +13.2dBm

IF continuellement variable

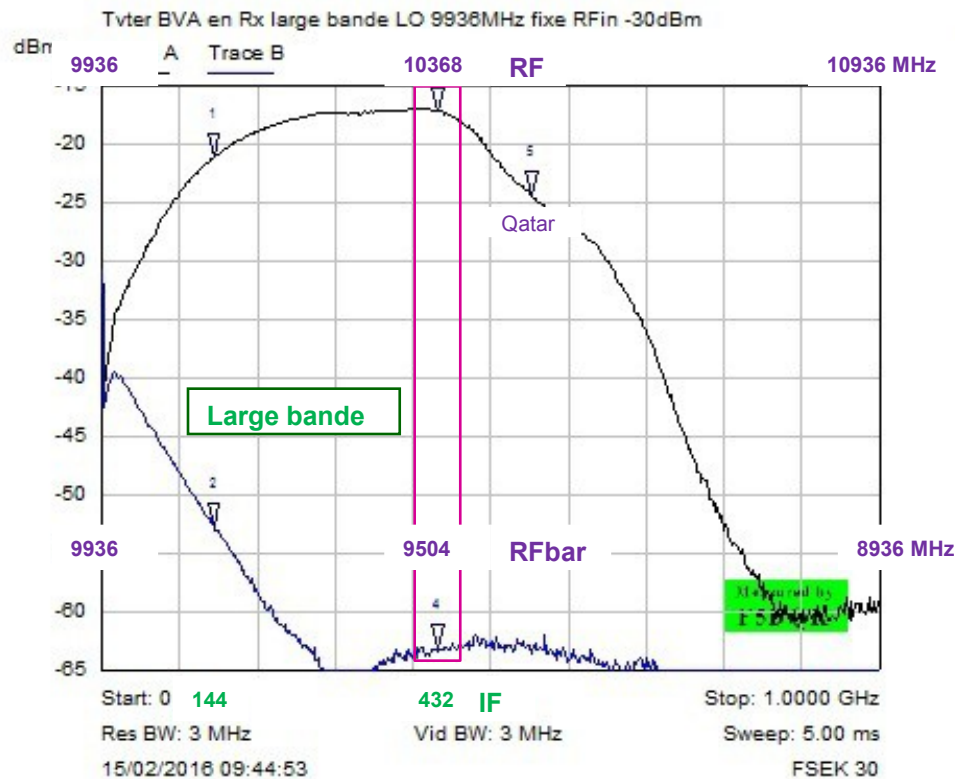


FI à meilleur compromis=350 MHz

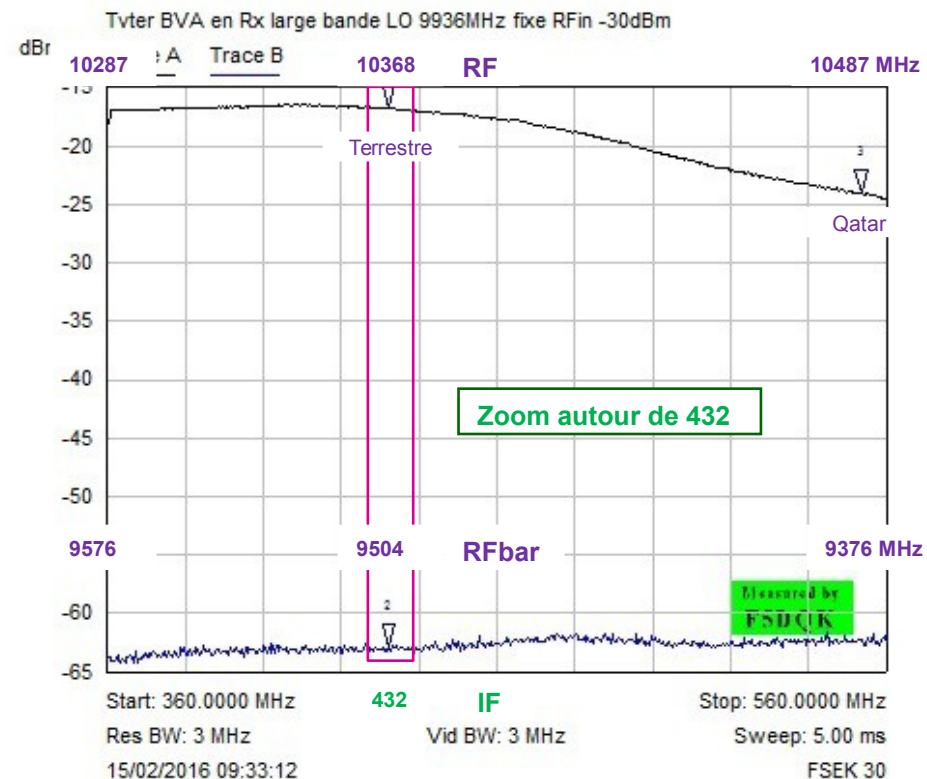
- Amélioration du gain total de conversion de +1.5dB
- Et on obtient même **un Nf_min ≤ 0.8dB !!**

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	Gain	150.0000 MHz	9.74 dB	
2	Gain	350.0000 MHz	16.46 dB	IF à gain maxi
3	Gain	430.0000 MHz	14.81 dB	IF adequate

Conversion Rx en large bande et Rx conjuguée

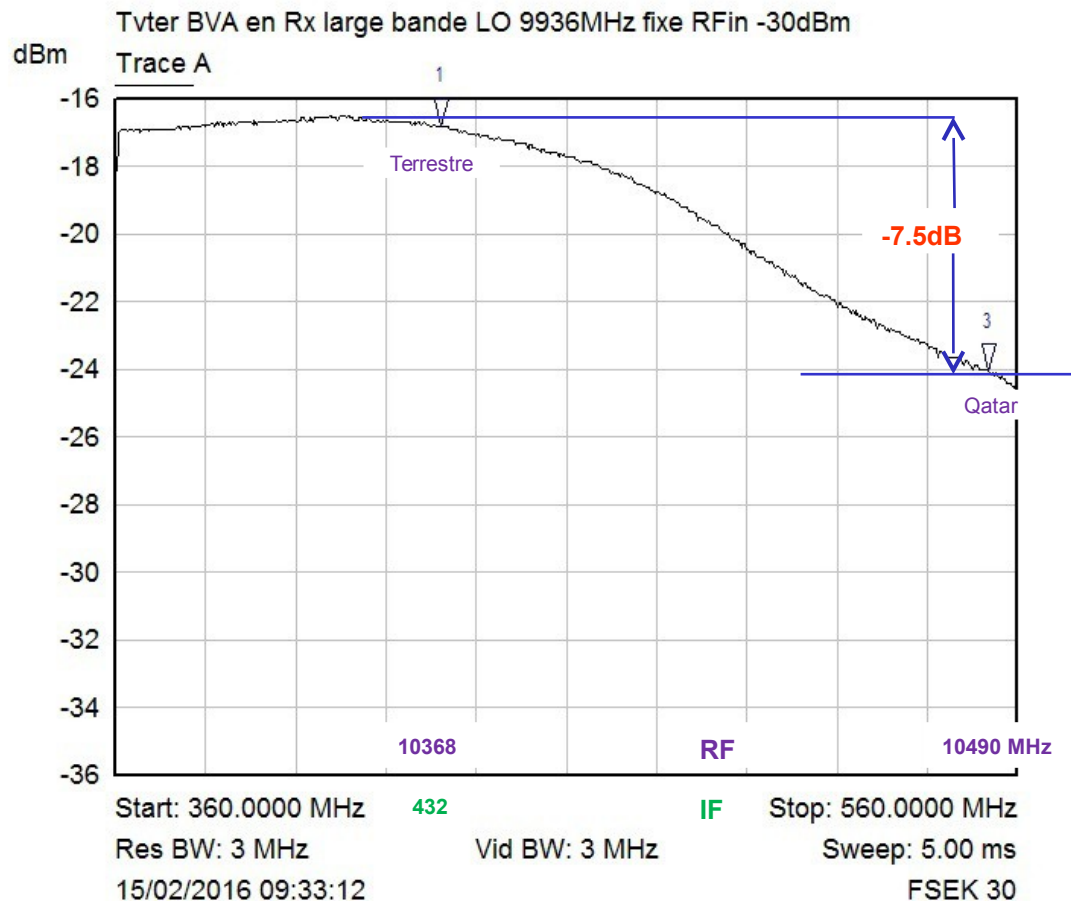


Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	Trace A	144.2886 MHz	-21.13 dBm	Rx directe
2 ▽	Trace B	144.2886 MHz	-52.76 dBm	Rx conjuguée : rej 31.6dB
3 ▽	Trace A	432.8657 MHz	-17.15 dBm	Rx directe
4 ▽	Trace B	432.8657 MHz	-63.06 dBm	Rx conjuguée : rej 46dB
5 ▽	Trace A	553.1062 MHz	-24.33 dBm	Sat Qatari



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	Trace A	432.1443 MHz	-16.80 dBm	Rx directe
2 ▽	Trace B	432.1443 MHz	-62.88 dBm	Rx conjuguée : rej 46.1dB
3 ▽	Trace A	553.5872 MHz	-24.08 dBm	Sat Qatari

Rx du sat Qatari avec LO/4 2484 MHz fixe



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	Trace A	432.1443 MHz	-16.80 dBm	Rx directe
3 ▾	Trace A	553.5872 MHz	-24.08 dBm	Sat Qatari

- But : réception du **satellite Qatari Es Hail**
- Voie descendante **10489.675 MHz**
- Voie montante **2400.175 MHz**
- Bande passante **250 kHz**

- LO/4 fixe = 2484 MHz
- RF = fréquence variable à Pin fixe = -30dBm

Pour la **réception du satellite du Qatar sur IF >= 550 MHz**, à IF normale de 430 à 440 MHz et LO fixe de 9936 MHz, prévoir une atténuation de conversion supplémentaire de 7.5dB par rapport à la réception sur 10368 MHz

Transponder Characteristics					
Transponder		Freq. Band	Polarization	Central Freq. (MHz)	Transponder Bandwidth
NB	Uplink	S-band	RHCP	2400.175	250 KHz
	Downlink	X-band	LVP	10489.675	
WB	Uplink	S-band	RHCP	2405.5	8 MHz
	Downlink	X-band	LHP	10495	



Il faut donc garder notre IF initiale de 430 à 440 MHz, mais recourir à un **LO programmable** avec 2ème fréquence en vue d'obtenir LO=10057MHz, soit **LO/4 = 2514.25 MHz**

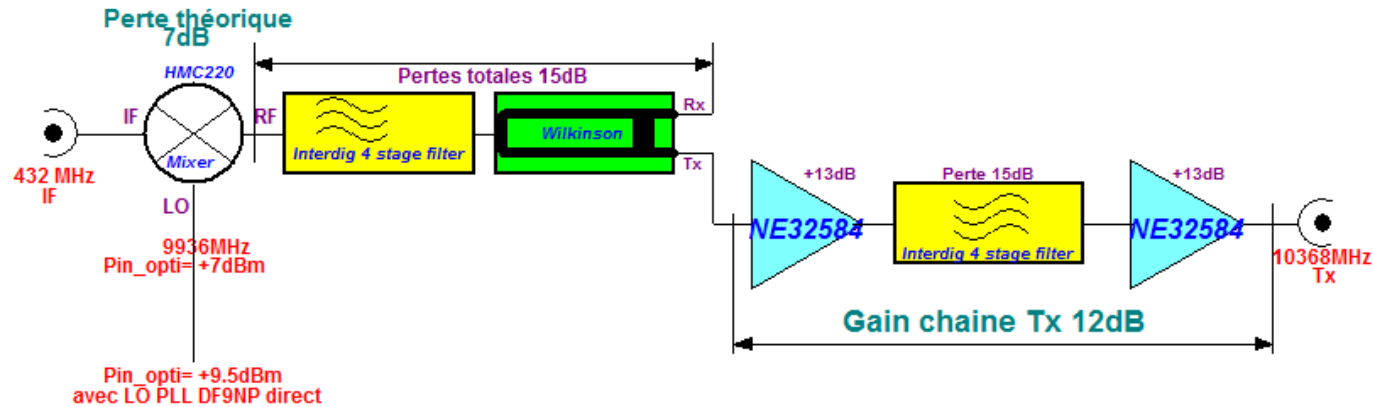
Sinon à la limite, un préampli large bande amont 10 GHz et un SDR en UHF peuvent alors convenir !!

7- Conversion totale Tx

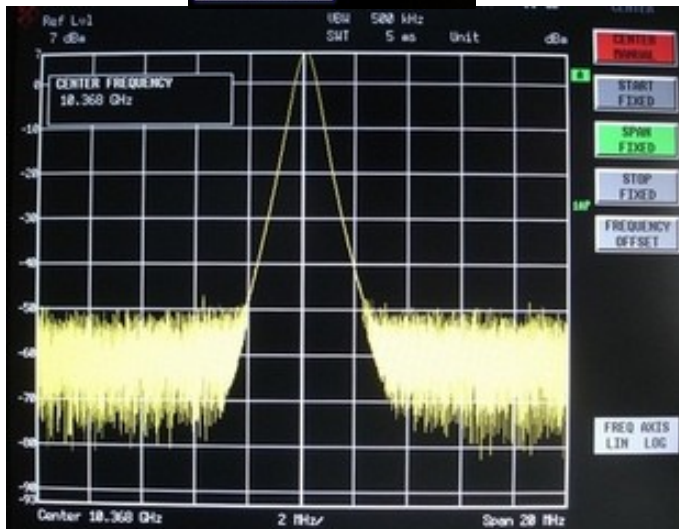
Transverter F4CKC conversion Tx avec LO/4 DF9NP

Exciter : FT-817nd en FM à 432.0 MHz, Pout = 1.5W
LO/4 = PLL DF9NP

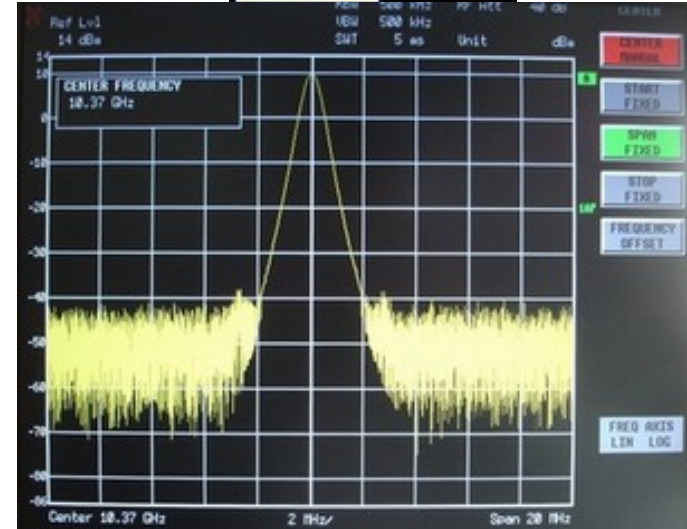
Exciter : FT-817nd en FM à 432.0 MHz, Pout = 1.5W
LO/4 = PLL DF9NP



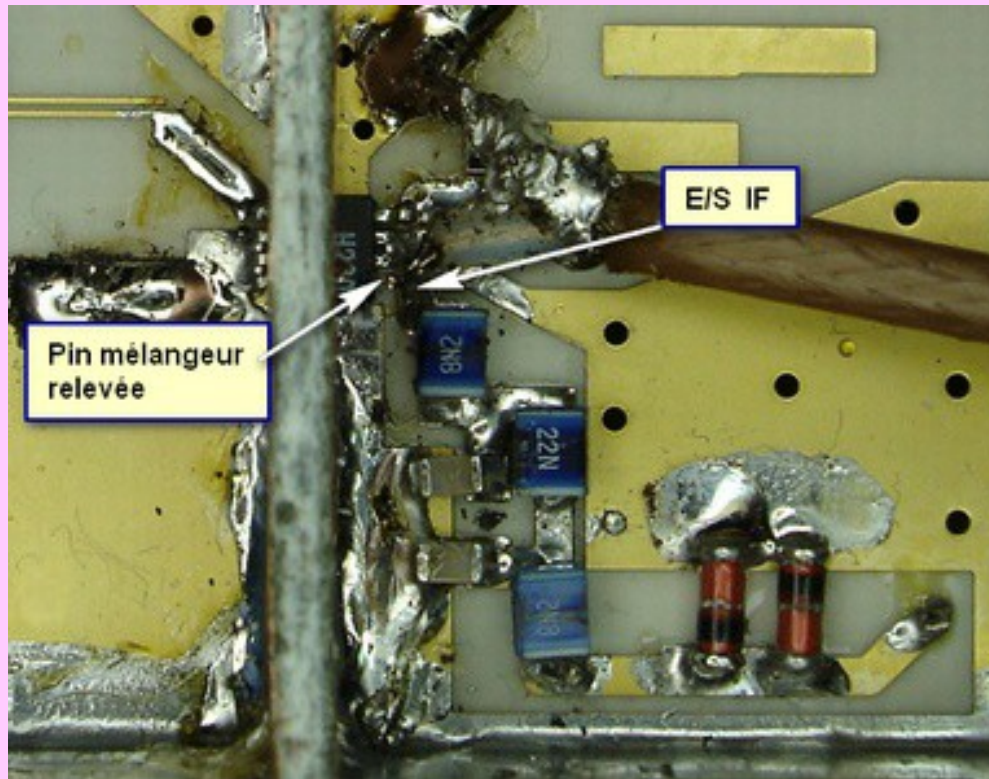
F4CKC



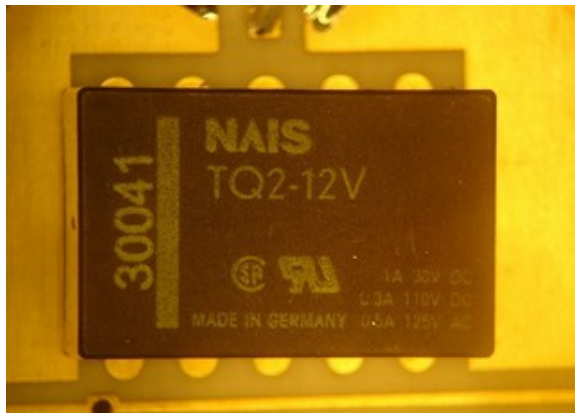
F5ELY_1



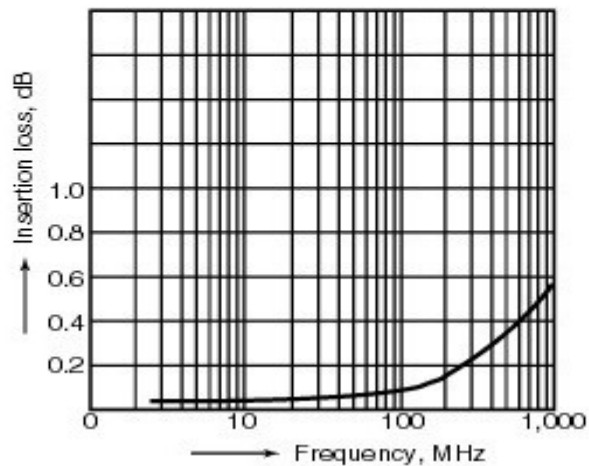
8- Mesures sur chaîne IF seule côté Rx



Chaîne IF, specs usine du relais de commutation seul



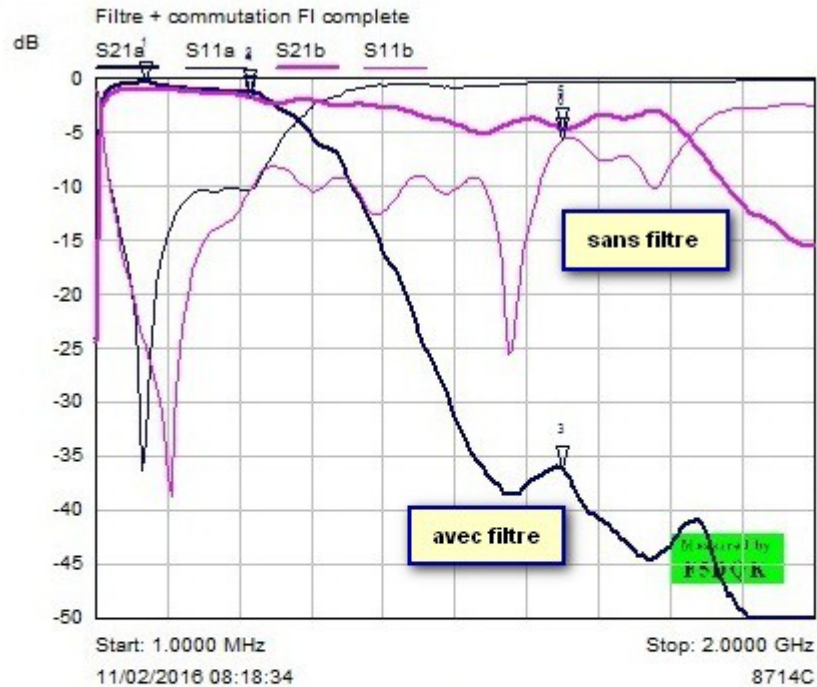
7.-(2) High-frequency characteristics
(Insertion loss)



Fréquence (MHz)	Perte (dB)
144	0.1
432	0.3
1300	0.8

Mesure de toute la chaîne IF en Rx, avec et sans filtre LPF

Entrée RF : piste du circuit côté mélangeur (pin remontée)
Sortie RF : fiche SMA IF



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21a	140.9300 MHz	-0.40 dB	pour FI 144
2	S21a	430.7850 MHz	-1.28 dB	pour FI 432
3	S21a	1.3004 GHz	-36.19 dB	pour FI 1296
4	S21b	430.7850 MHz	-1.74 dB	pour FI 432
5	S21b	1.3004 GHz	-4.74 dB	pour FI 1296
6	S11b	1.3004 GHz	-5.72 dB	pour FI 1296

a/ éléments avec filtre LPF:

- Relayage + petit coax de liaison rajouté sous platine
- Potard série
- Filtre passe-bas + limiteur à diode tête-bêche

Donc à

- 144 MHz : parfait
- 432 MHz : petite perte additionnelle de 1.3dB
- 1296 MHz : inutilisable → la nomenclature y fait allusion car L1, L3 doivent passer à 2.2nh, L2/ 10nh, C3, C4 = 3pf3

b/ éléments sans aucun filtre LPF :

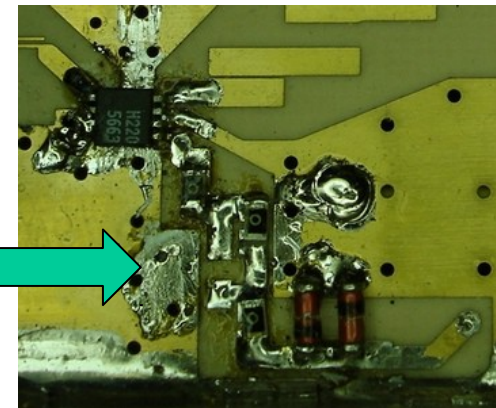
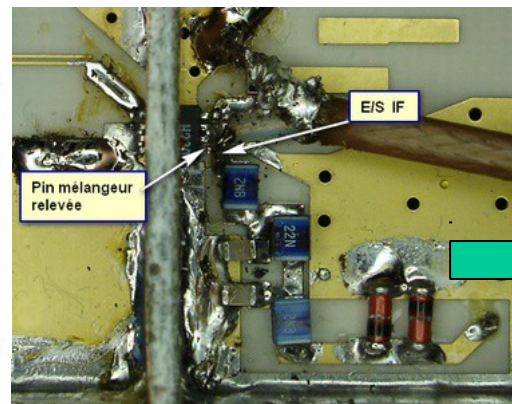
- Relayage + petit coax de liaison sous platine
- Potard série
- Limiteur à diode tête-bêche seul

Donc à

- **144 + 432 MHz : pratiquement identique**
- **1296 MHz : perte de 4.8dB donc pratiquement inutilisable** (diodes tête-bêche toujours en place?)

Conclusion:

non utilisable à 1300 MHz même sans filtre LPF



9- Conclusion

Condensé des mesures obtenues sur les 3 premiers exemplaires :

a/ Conversion Rx à 432 MHz:

gain de 15 à 18.5dB avec capot fermé + absorbant

Nf de 1.1 à 1.4dB

b/ Pout à 10.368 GHz de +8.5 à +12dBm (linéarité non regardée)

c/ En achetant un LO/4 DF9NP, opter de suite pour Pout = +13dBm

Tenir compte de l'énorme dispersion des caractéristiques RF des composants actifs (FETs et mélangeur) !
Pratiquement inutilisable à IF=1300 MHz, même en l'absence totale de filtre IF

Conclusion

Conception parfaitement maîtrisée par le tandem F6BVA / F5BQP avec :

- **des filtres interdigités bien centrés en fréquence** (avec grosse ondulation mais difficile de faire mieux)
- **un circuit imprimé doré à via-holes** parfaitement maîtrisé, fiable dans le temps et supportant moult cycles de soudures/dessoudures
- **Couple Rx atteint de (18dB Nf=1.15dB) par l'un des démonstrateurs, concurrençant maintenant parfaitement les productions outre-Rhin !**
- **Après transformation de ses 3 résistances Drain du LNA, ce même démonstrateur a même atteint le couple de (21.6 / 1.05)dB**

Maintenant pour l'OM moyen, seule la **reproductibilité** d'un exemplaire à l'autre constitue le facteur essentiel, et un seul et unique démonstrateur atteignant cette valeur ne suffit pas

Autres problèmes drastiques mais totalement indépendants de la conception :

- l'énorme dispersion des caractéristiques DC et RF des composants actifs après achat (*surtout Fets NE32584, mélangeurs HMC220, etc . . .*)
- gain RF à 10.4 GHz de l'ampli Rx front-end seul, à bout de souffle par rapport à juste 10.0 GHz : les 6dB supplémentaires obtenus à exactement 10.0 GHz lui auraient allègrement permis de franchir la valeur fatidique des 20dB de conversion totale
- Avant de se lancer à corps perdu dans cet assemblage, afin de le rendre opérationnel il faut être conscient que cela ne se passera jamais de la même façon qu'avec un banal assemblage de kit 144 ou 1296 MHz, même si l'on est très soigneux/méticuleux !
- Donc tout le sérieux possible ne suffira pas parce que les précautions à prendre à 10 GHz sont totalement différentes !
- D'un exemplaire terminé à l'autre, mise au point RF + résultat seront également différents et donc, encore plus chronophages !
- **Après montage + tests DC positifs réalisables soi-même, faites-vous aider par quelqu'un possédant un minimum de mesure RF disponible**
- Donc sur tout prochain montage il faudra d'abord penser à un tri initial des Fets GaAs avant mise en place définitive (déverminage DC initial), ce qui fera gagner par la suite beaucoup de temps en évitant moult soudures/dessoudures inutiles (voir le paragraphe suivant **ANNEXE**)
- Par contre mélangeur MMC220 et ICL7660 ne sont à 1^{ère} vue pas évidents à trier, mais il sera quand-même judicieux d'y réfléchir

Conseils additionnels :

- En cas d'oscillation ou de non fonctionnement de conversion Rx, suspecter de suite le régulateur de tension négative
- En cas de non conversion Rx, après vérification de toutes les tensions DC, la seule solution consiste alors à étudier les briques RF front-end et la chaîne LO de façon totalement séparée et indépendante
- Enfin si tout est OK, il restera alors à incriminer/substituer le mélangeur (attention car c'est également un MMIC GaAs) !!

Avec 2 mélangeurs neufs successivement soudés en même lieu et place, un écart de plus de 20dB a déjà été constaté !

Précautions antistatiques ESD : à répéter et méditer !

Surtout à cause de l'extrême fragilité des FETS et du mélangeur GaAs, on ne répètera/martèlera jamais assez ces précautions préliminaires:

- utiliser un fer à souder avec transfo abaisseur de tension **relié impérativement relié à la terre** avant toute manipe (s'il ne l'est déjà pas à l'achat)
- si possible, enfiler un bracelet ESD sur le poignet directeur (+ cordon rétractile) et le placer à la même terre (même potentiel)

Jamais écrit dans les livres mais d'une importance capitale, surtout en hiver quand il fait froid !

bannissez tout «Polaire», moumoute, pull-over chaud à fibres synthétiques ou maillot Damart ! !

en effet, même avec ces précautions indiquées ci-dessus, même le bracelet ESD ne suffira pas

Rappelez-vous en Physique de seconde, de cette manipe de l'Ebonite frottée avec de la peau de chat !

Du temps de mon activité, il n'était pas rare de remplacer les «petites mains féminines» affectées toute la journée aux tests RF systématiques des FETs avant livraison client, avec mesure personnalisée/chiffrée pour chaque composant car bien souvent, on était «à la bourre» !

Notre salle grise de test était réglée à une température de (20+-2)°C et une humidité de (50+-15)%

Avec le courant d'air placé juste au-dessus de la tête, afin de ne pas «attraper la crève» je pensais alors bien faire en enfournant mon super polaire bien chaud juste dessous ma blouse spécifique

Hé bien malgré un sol également compatible ESD, les chaussures et le bracelet ESD obligatoires, j'ai ainsi tué plus de 50% des FETs mesurés, uniquement en les prenant manuellement à la pince Brucelle (précelle), les plaçant dans le Handler, puis les replaçant après mesure dans les barrettes plastiques adéquates (sans compter le stress susceptible de dégrader totalement le composant à posteriori chez le client après implantation/soudure définitive)

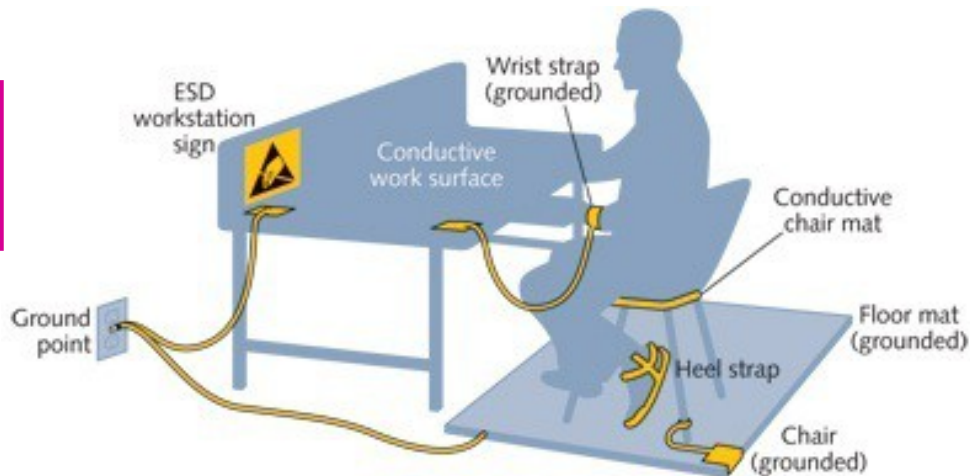
Sur que mon patron m'en a ensuite «chaudement remercié» ! !

A part quelques réalisateurs fous parmi nous, sur que la majorité des OM's est loin de prendre ces indispensables précautions

Et pourtant, il faudrait sérieusement s'en rapprocher !

Dessoudage des FETs et mélangeur : plutôt qu'un fer à courant d'air chaud, préférer impérativement le fer à souder à double panne Weller ou équivalent

Ainsi le mélangeur sera récupérable à l'infini (ou presque), et sera également parfait pour la substitution des CMS !



Suggestions mineures d'amélioration

Mais qui à 1^{ère} vue ne regardent que moi - bien sur, libre à vous d'agir ensuite comme vous le pressentez !

1- Avec un **LO 2484 MHz PLL DF9NP** en lieu et place d'un multiplicateur dès 100 MHz maintenant quelque peu «has been», juste avant C5 substituer d'emblée le filtre d'entrée LO/4 par un strap

- Et dans ce cas quelle est vraiment l'utilité du filtre interdigité LO (bande passante 1Ghz) ?

- Le filtre IF autour de L1, L2 et L3 parait à priori superflu car tout TRx UHF du commerce est largement capable de l'effectuer

- En vue de gratter encore un petit dB supplémentaire sur le gain de conversion Rx (ainsi que 0.1 à 0.15 dB sur le Nf), substituer d'office le potentiomètre R3 par un strap

- cela évitera aussi de se poser à chaque fois la question ou sont situés respectivement les potards de réglage Tx et Rx

- et supprimera un réglage superflu (d'ailleurs souvent oublié lors de l'ajustement final Rx)

- par contre, garder absolument R13, le potard d'injection Tx

2- **Espace circuit imprimé vers (couvercle métallique + absorbant hyper)** placé à 8 mm du circuit actif (dixit simulations de Michel) :

à **8mm** le couple/gain/bruit diminue légèrement (gain -1.5dB et Nf +0.08dB sur 1 exemplaire mesuré)

à **12mm** le couple gain/bruit augmente systématiquement (5 exemplaires mesurés), et nul besoin de découper le couvercle au-dessus des 3 fiches SMA soudables à embase carrée !

je suppose donc que les simus de Michel ont été effectuées en «boîtier idéal» avec espace intérieur 8mm et sans absorbant

du coup avec 12 mm entre CI et couvercle intérieur, la hauteur réelle juste au-dessous de l'absorbant descend alors vers 8 à 9 mm

3- **Plaque séparatrice** entre partie LO et partie TRX à priori superflue (tout du moins pour les performances en Rx)

mais pour en assurer une efficacité maximale, il faut absolument la souder sur tout le plan de masse disponible)

NB : les transverters DB6NT ou I3OPW n'en comportent absolument aucune (sauf des bandes d'absorbant autocollant placées à bon escient) !

4- **LO direct 9936 MHz PLL DF9NP** au cas où l'on décide d'attaquer directement le mélangeur de cette façon :

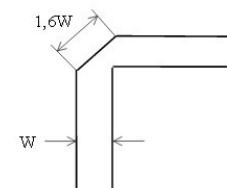
- l'ensemble (filtre interdigité LO + buffer) devient alors inutile, mais peut éventuellement aider pour positionner/fixer le câble coaxial d'injection, juste entre multi x4 et filtre

- cette façon de procéder :

économise d'emblée les 2 FETs de la chaîne LO + composants périphériques

permet alors d'appréhender immédiatement le bon ou mauvais comportement du mélangeur (*en effet, en partant d'un LO/4, l'opération est*

effectuée par déduction finale, seulement après la qualification de chacune des briques)



NB : en technologie Microstrip, en vue de minimiser les pertes série d'une ligne 50 Ω , un changement de direction à 90° s'effectue plutôt ainsi

- Annexe :

- Tri statique initial en DC (même RF) des composants actifs neufs, avant mise en place définitive
- "Boostage" de certains transverters mous en Rx
- Handler " Super-Gégé "
- LO/4 PLL DF9NP : détails complémentaires
- Filtres interdigités , mesures dimensionnelles et précision de gravure
- Différences entre filtre interdigité et filtre cloche

Fets GaAs : 1ères constatations et prétri à l'Ohmmètre

Avant tout même si je me répète, on ne martèlera jamais assez l'indispensable précaution de mise à la terre du fer à souder, au moment de la mise en place définitive de tout composant actif (y compris du mélangeur)

A l'attention de tous les nouveaux radioamateurs intéressés :

Après câblage il sera pratiquement impossible d'obtenir un fonctionnement immédiat, et les pannes potentielles seront totalement différentes d'un exemplaire terminé à l'autre

En 1^{ère} approximation, grossomodo **25% du nombre de FETs** livrés en barrette plastique neuve seraient **déjà défectueux** (donc pratiquement 2 pièces par transverter) !!

Donc la toute 1^{ère} chose à faire impérativement sera de contrôler les tensions respectives de -5V et +5V puis de relever les tensions DC grille et drain sur chacun des 7 FETs GaAs avant soudure définitive - - - car déjà à ce stade, les mauvaises surprises seront au rendez-vous

→ 1^{ère} manipe en DC : déverminage à l'Ohmmètre à effectuer avant soudure définitive

En l'absence de Handler et de tri initial en DC, présenter le FET à l'endroit adéquat et ne souder qu'une seule patte de source (sur les quatre disponibles ce qui permet de l'immobiliser) - - en cas de problème sa dessoudure sera ainsi immédiate

Vérifier avec pointes de test la résistance drain/source de chaque FET

S'assurer que $6\ \Omega \leq R_{ds} \leq 9\ \Omega$

Réjecter d'office tous ceux en dehors de cette fourchette

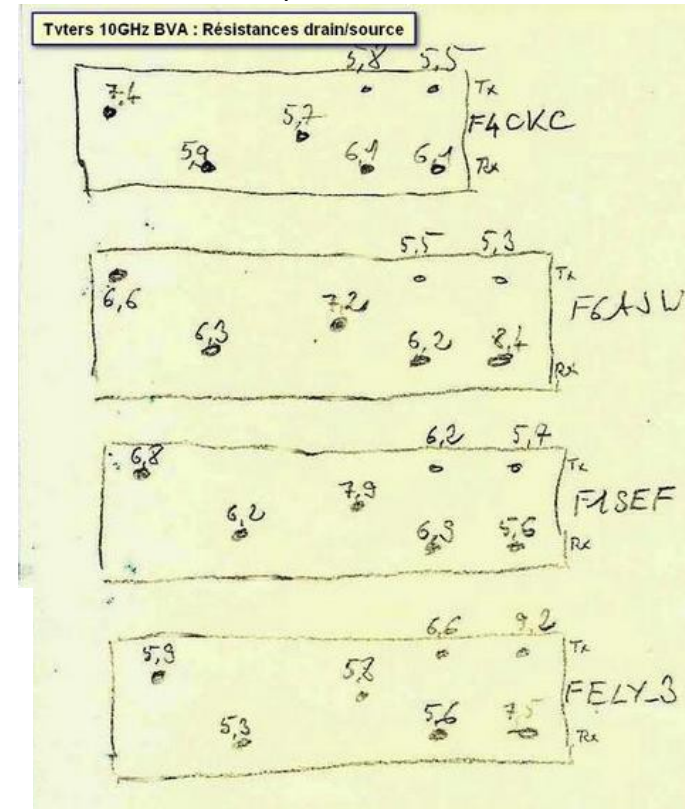
→ 2^{ème} manipe en RF : une fois soudé et le gain RF max trouvé (potards grille), s'assurer que $1.5V < V_{ds} < 2.5V$

Si l'on trouve V_{ds} aux environs de 1V, cela signifie que le FET est « mou en gain » !

Pour s'en assurer, alimenter le LNA 3 étages seul avec une alime extérieure variable

Si le gain monte en se tassant à 7.5V, l' I_{ds} à Nf_{min} n'est alors pas atteint sous +5V et il faudra le faire débiter d'avantage (normalement obtenu vers $I_{dss}/10$)

Il faudra diminuer ensuite sa résistance drain (jusqu'à 120 Ω) et contrôler le nouveau V_{ds} obtenu sous +5V

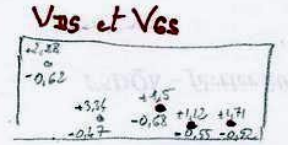
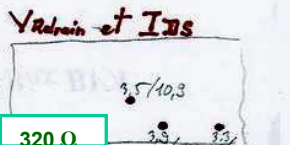
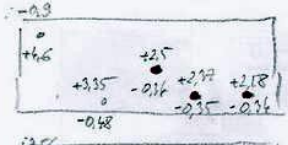
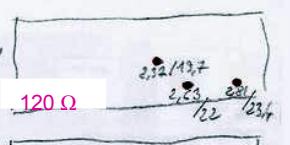
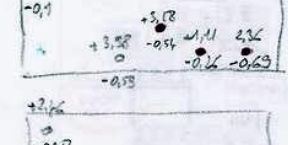
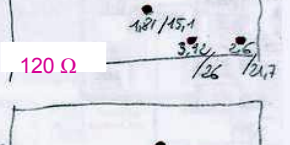
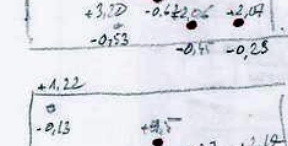
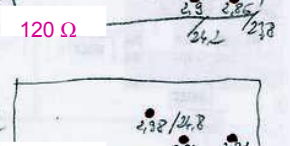
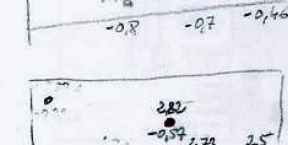
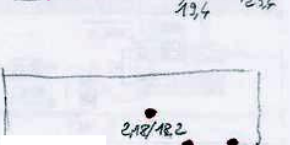


Fets GaAs en Rx : modifés de certaines résistances drain

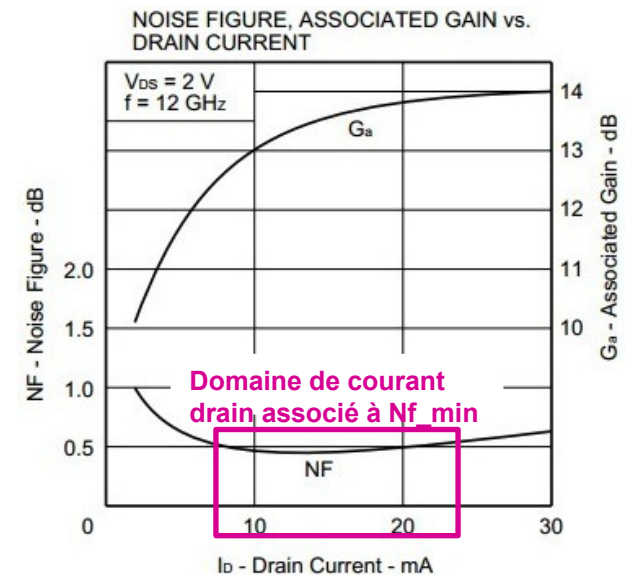
→ 3^{ème} manipe sur transverters à gain de conversion mou → boostage gain Rx par réajustement des 3 résistances drain du LNA

Sur les transverters à "gain de conversion Rx trop mou" $\leq 13\text{dB}$, les 3 résistances drain de $320\ \Omega$ des 3 FETs du LNA de tête (toujours alimentés en Rx sous $+5\text{V}$) ont alors été définitivement remplacées par des **résistances de $120\ \Omega$**

Après les mesures de conversion Rx finales pages précédentes, voici les mesures DC correspondantes

Gain/Nf initial + couvercle+abs → R_drain=320 Ω	LNA front-end : mesures de Vgs et	Exemplaires à gain mou → R_drain=120 Ω et courant drain résultant	Gain/Nf final + couvercle+abs → R_drain=120 Ω
(16.4/ 1.12 dB)	<i>V_{gs} et V_{ds}</i> 	<i>V_{drain} et I_{ds}</i> F4CKC  320 Ω	(16.7/ 1.2 dB / 320 Ω) (19.5/ 1.2 dB / 120 Ω)
(11.1/ 1.85) dB		F6ASW  120 Ω	(15.2/ 1.35) dB
(15.0 / 0.95) dB		F1SEF  120 Ω	(16.0 / 1.07) dB
(13.1/ 1.33) dB		F5ELY3  120 Ω	(16.4/ 1.1) dB
(16.1/ 1.7) dB		F5ELY2  120 Ω	(15.7/ 1.3) dB
(15.8/ 1.4) dB		F5ELY1  120 Ω	(18.5/ 1.2) dB

Inutile de reprendre ensuite les réglages potards grille LNA de meilleur compromis gain/bruit car ils ont déjà été atteints initialement !!



FETs défectueux : couvercle seulement collé à l'Araldite!

NB : au moment de la substitution au double fer à souder de Fets NE32584 défectueux mais jugés défectueux, la surprise fut grande de voir la facilité de décollage du couvercle de plusieurs exemplaires et ce, sans rien faire - - (fait également confirmé par DL3IAE) !!

Un examen rapide à la bino révèle que le couvercle est seulement collé à l'Araldite, au lieu d'une véritable jonction céramique/céramique

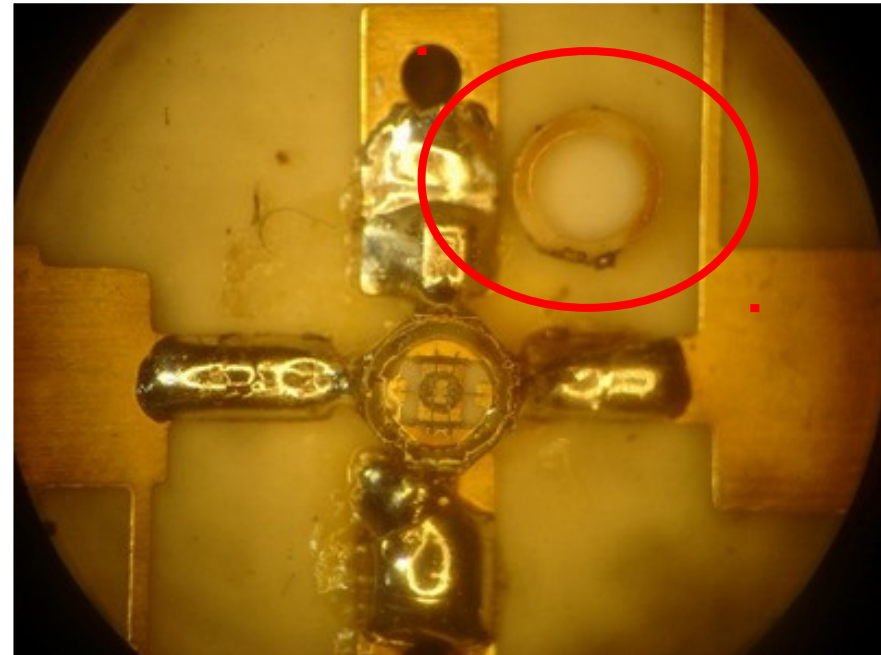


Illustration des composants actifs encore défectueux après montage

0/ Transverter DL3IAE : son tout 1^{er} exemplaire terminé comportait déjà 3 FETs suspects

Puis sur **3 transverters montés** et maintenant opérationnels, voici le nombre total de composants défectueux initialement trouvés

- 7 Fets GaAs, mais également
- 1 mélangeur
- 5 régulateurs LP2985 (également relaté par Florent F4CWN, mais !)
- 1 pompe négative ICL7660

1/ Transverter F4CKC :

- 1^{er} Fet LNA HS
- FET multi x4 HS
- mélangeur HS

2/ Transverter F5ELY n°1:

Fets non comptabilisés car ayant servi au déverminage préliminaire !!

3/ Transverter F5ELY n°2 :

- 2 Fets GaAs chaîne Rx → substitution par 2 neufs dont l'un, initialement en C-C drain/source en sortie de barrette plastique → **3 FETs neufs** !
- pompe ICL7660 HS (ampli front-end seul impossible à mesurer au scalaire)

4/ Transverter F5ELY n°3 après déverminage DC initial:

- pompe ICL7660 HS (gros bruit additionnel de conversion Rx)

5/ Transverter F1SEF après déverminage DC initial:

- oubli du coax de liaison IF, mais l'erreur est humaine !

6/ Transverter F6AJW après déverminage DC initial:

- rien, mais gain RF des 3 FETs GaAs du LNA extrêmement mou ($V_{ds} < 1.5V$ à gain max, donc insuffisant) !!
- substitution des 3 résistances drain afin d'obtenir $1.5 < V_{ds} < 2.5V$ ($320 \Omega \rightarrow 120 \Omega$), afin de remonter le gain RF
- du coup, même remède sur certains transverters précédents à faible gain $\leq 13dB$ (et uniquement ceux-là) !!



NB : 3 régulateurs +5V LP2985-5
ils doivent impérativement comporter l'inscription «**LOUB**»

Attention à l'extrême fragilité du 1^{er} FET LO/4 multiplicateur :

Une simple commutation on/off RF de +13dBm extérieur peut suffire à le détruire !

Egalement une simple déconnection/connection du coax LO/4 en provenance d'un sweeper suffit également !

Composants actifs : tri statique initial obligatoire

- Dans l'industrie avant soudure définitive, les composants actifs sont systématiquement prémesurés en DC et même, en RF à l'aide de dispositifs adéquats (**Handler** ou **manual test socket fixtures**) à empreinte spécifiquement étudiée pour chacun d'eux
Exemple pour un FET GaAs : handler spécifique non destructif avec couvercle, entouré de lignes amont et aval à slugs (slot lines)

Il est absolument certain que DB6NT qualifie ainsi le 1^{er} Fet de la chaîne Rx de ses transverters avant mise en place définitive
sinon il est totalement impossible d'obtenir de façon reproductible $N_f=1.0\text{dB}$ à 10 GHz ou 1.6dB à 24 GHz

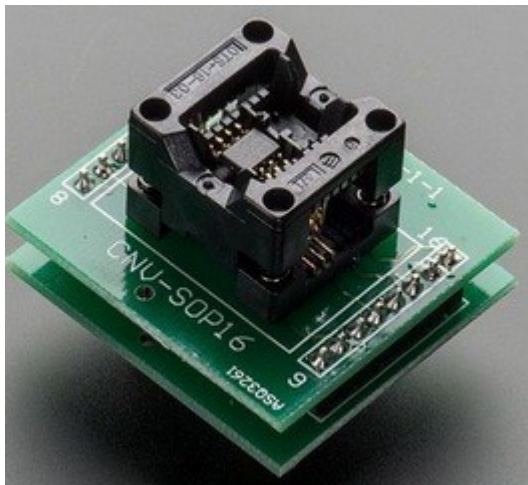
Dans le milieu professionnel on avait l'habitude d'utiliser des test fixtures 3M TEXT TOOL

On habillait ensuite l'intérieur en fonction du boîtier à mesurer en série

Après montage sur le circuit imprimé adéquat équipé de prises DC et RF, le tout est alors fixé sur une petite table rigide

En voici quelques exemples :

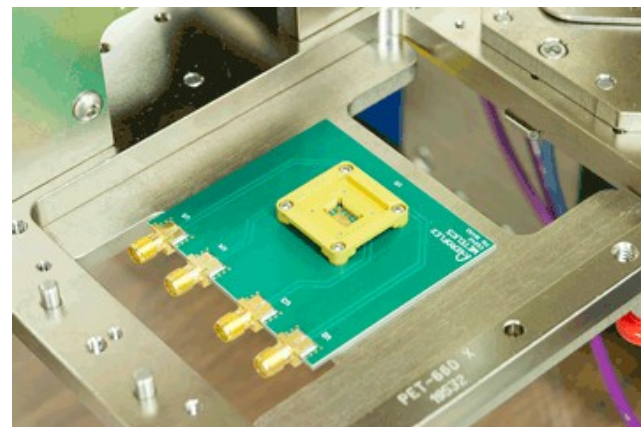
Sans couvercle (crimp mode)



Textool avec couvercle
pour essais manuels

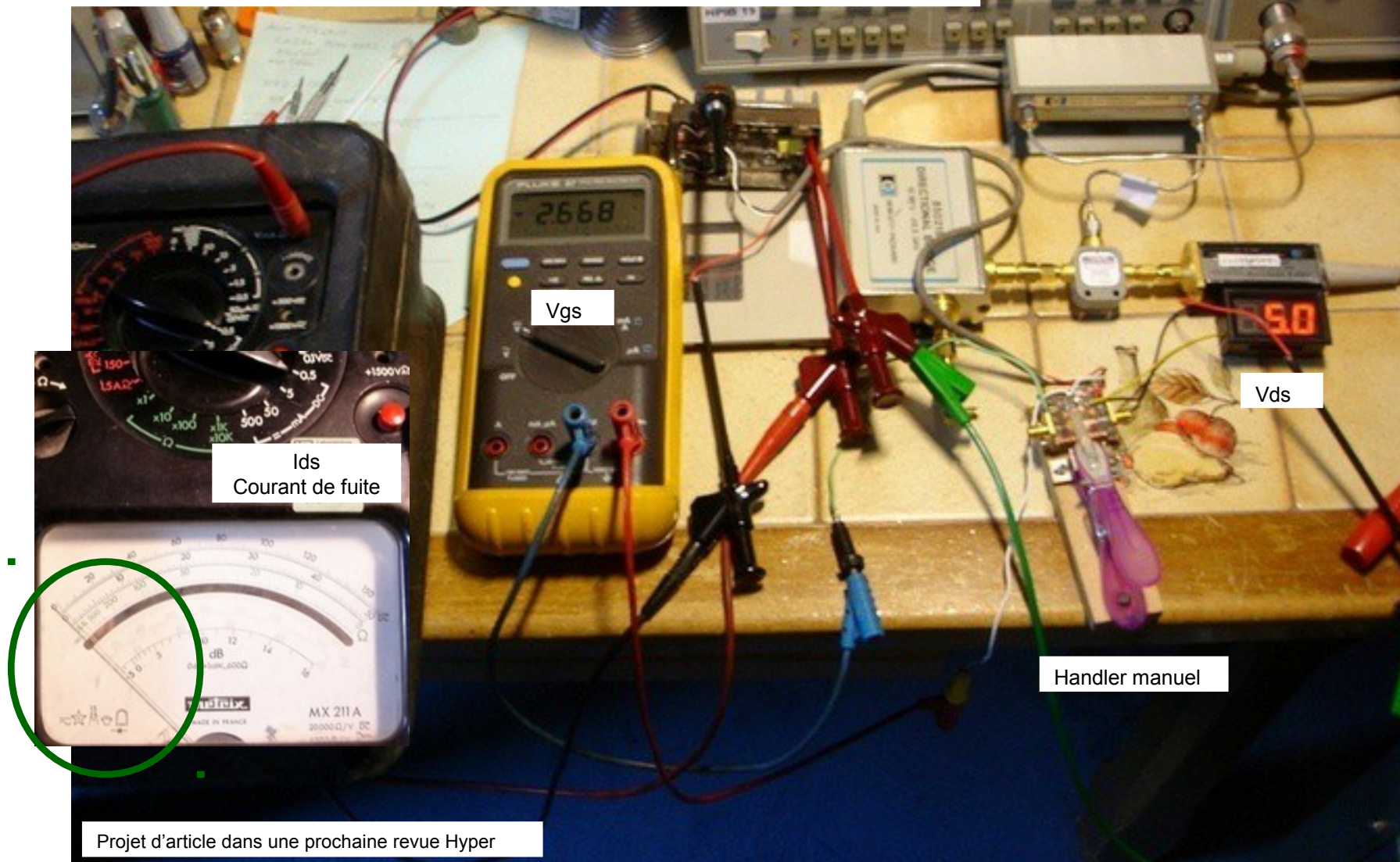


Avec couvercle rabattable et pistes RF
(manuel ou automatique)



Handler manuel "Supergégé" sur le Bench

Petite modification rajoutée, en vue de n'apprécier que le **courant de fuite drain seul** ($< 10 \mu\text{A}$)
Un appareil classique à aiguilles conviendra infiniment mieux qu'un multimètre numérique



Handler manuel "Supergégé" : 1ers essais DC puis RF

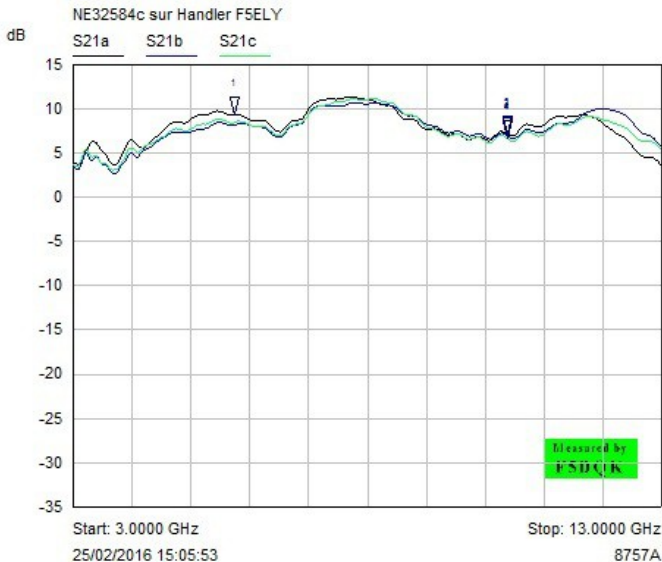
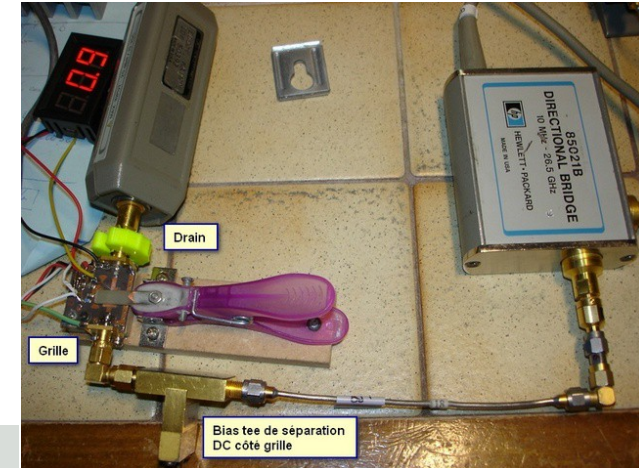
Ce modèle à pince manuelle réalisé par Gégé F5ELY a permis avec 3 FETS différents, de donner les résultats suivants :

Tests DC (voir page précédente) :

- Variation monotone de U_{drain} et I_{drain} fonction de U_{grille}
- Vérification du pincement total : effectuée après insertion de l'ampèremètre dans le seul circuit drain

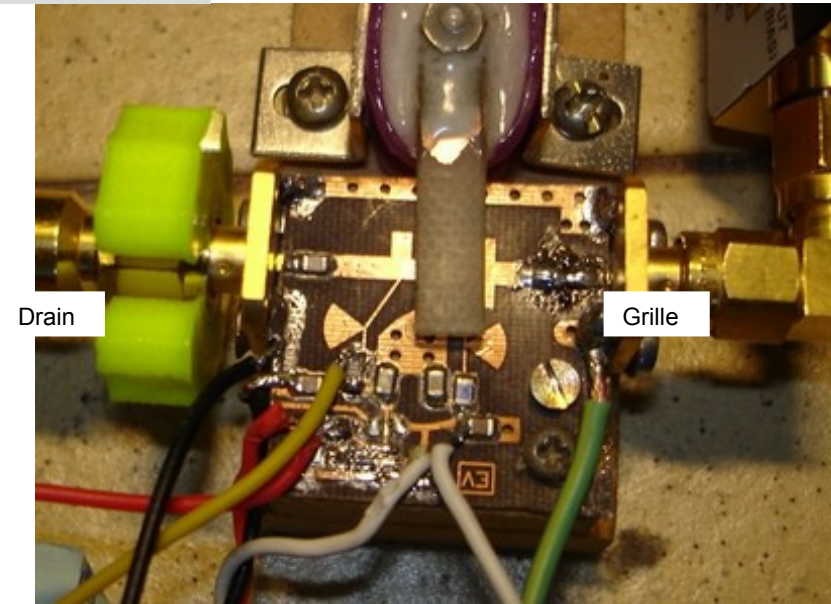
Tests RF (exemple, de 3 à 13 GHz) :

- Courbes obtenues dans les conditions V_g / V_d (commentaires de droite) permettant d'obtenir ainsi le gain maximal pour chaque FET (une seule et unique possibilité de réglage DC)
- Mais les circuits grille et drain n'étant pas accordés (pas de tuner à slug), le MAG de chaque FET ne peut donc pas être atteint (opération en bande passante réduite) !



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21a	5.7500 GHz	9.35 dB	Fet1 $V_g -0.43V$ $V_d +1.1V$
2	S21a	10.3750 GHz	7.17 dB	Fet1 $V_g -0.43V$ $V_d +1.1V$
3	S21b	10.3750 GHz	7.01 dB	Fet2 $V_g -0.37V$ $V_d +1.2V$
4	S21c	10.3750 GHz	6.63 dB	Fet3 $V_g -0.56V$ $V_d +0.8V$

MAG = maximum available gain



LO/4 PLL DF9NP multifréquence et fréquences RF possibles

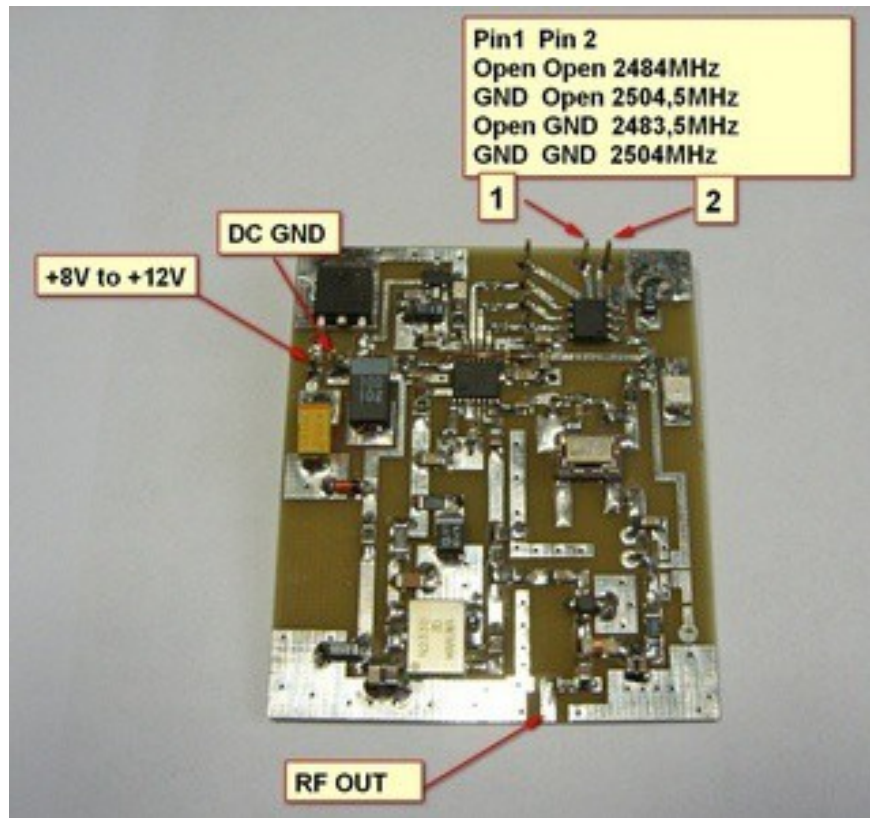
Il s'agit de viser les bandes suivantes :

10368 MHz bande européenne

10450 MHz

10489.6 MHz : satellite Qatari Es, Hail

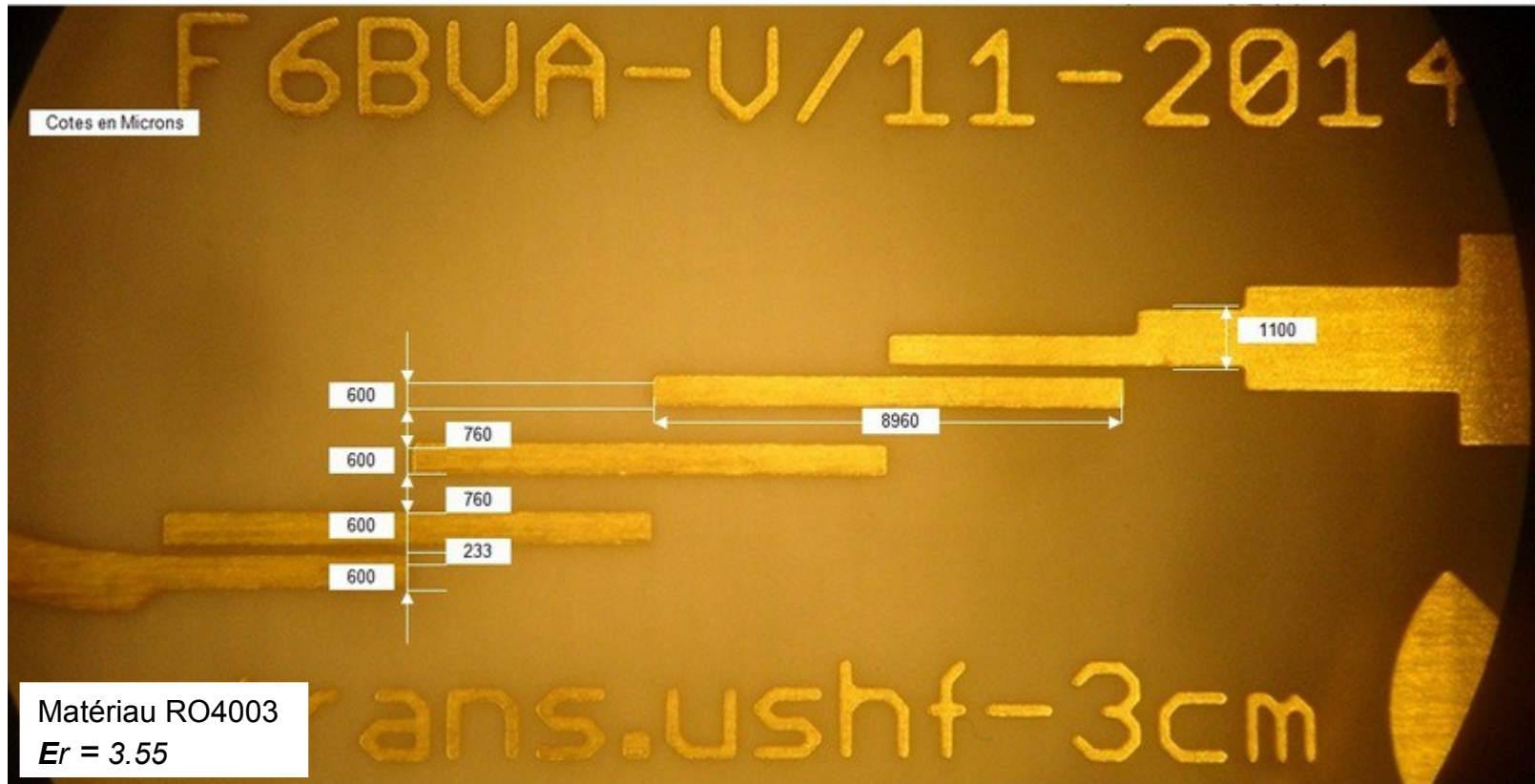
Bande FI visée 430 - 440 MHz
Fréquence privilégiée 432 MHz



LO/4 (MHz)	RF (MHz)	Bande
2483.5	10366	?
2484	10368	Eur
2504	10448	?
2504.5	10450	TVA + Espagne
2514.25	10489	Satellite Qatari

Transponder Characteristics				
Transponder	Freq. Band	Polarization	Central Freq. (MHz)	Transponder Bandwidth
NB	Uplink	S-band	RHCP	250 KHz
	Downlink	X-band	LVP	
WB	Uplink	S-band	RHCP	8 MHz
	Downlink	X-band	LHP	

Dimensions du filtre interdigité 3 étages LO



3 étages LO : rétrosimulation fittant au plus près les dimensions réelles

File Zmatch Data License Options Window Parts Advanced Help

Shape Types Band Classes Update Optimize

Implementations

Define Substrate

QuickFilter
Lumped and Distributed Filters Only
Use Advanced Panel for Full Functionality

General Requirements

General Requirements	Value
Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	500 um
Maximum Width	0.6 mm
Minimum Gap	230 um
Maximum Gap	1 mm

Band Pass Requirements

Band Pass Requirements	Value
Pass Band Frequency	9.7 GHz
Pass Band Width	1000 MHz
Stop Band Width	2000 MHz

☒ Force Order Enter Desired Order: 3

Topologies:

- Minimum Segments
- Minimum Stubs
- Shunt Stub Resonators
- Shunt Stub Resonators, Equal Width
- Parallel Edge Tapped
- Parallel Edge Untapped
- Hairpin Resonators
- Interdigital
- Interdigital, Wide Band
- Combine



QuickStrate

Distributed Substrate

Substrate Type

- AGLC
- Stripline
- Microstrip
- Suspend

Substrat : RO4003 sans couvercle

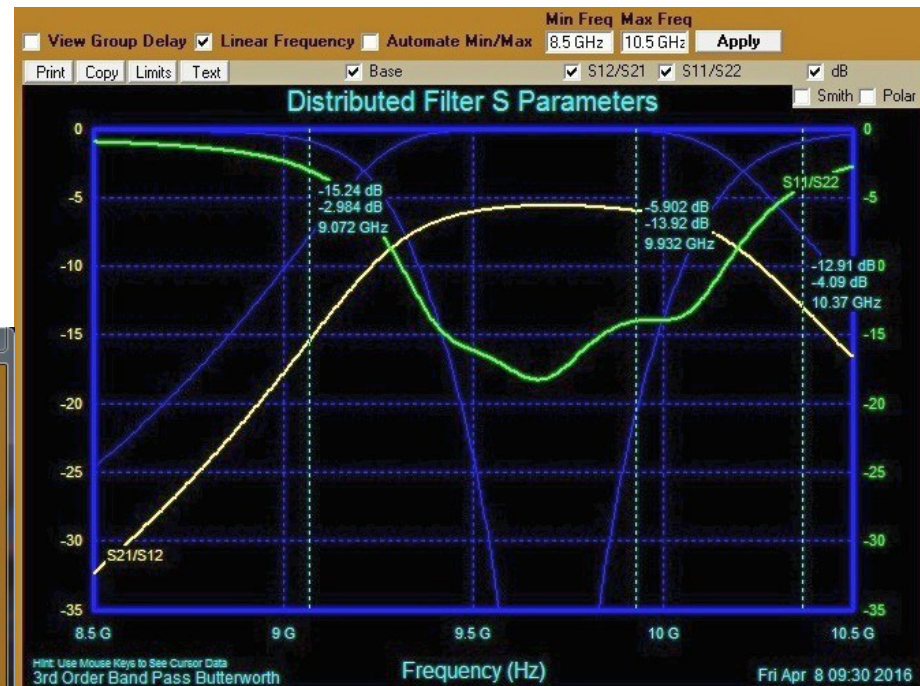
With Cover

Substrate Parameters

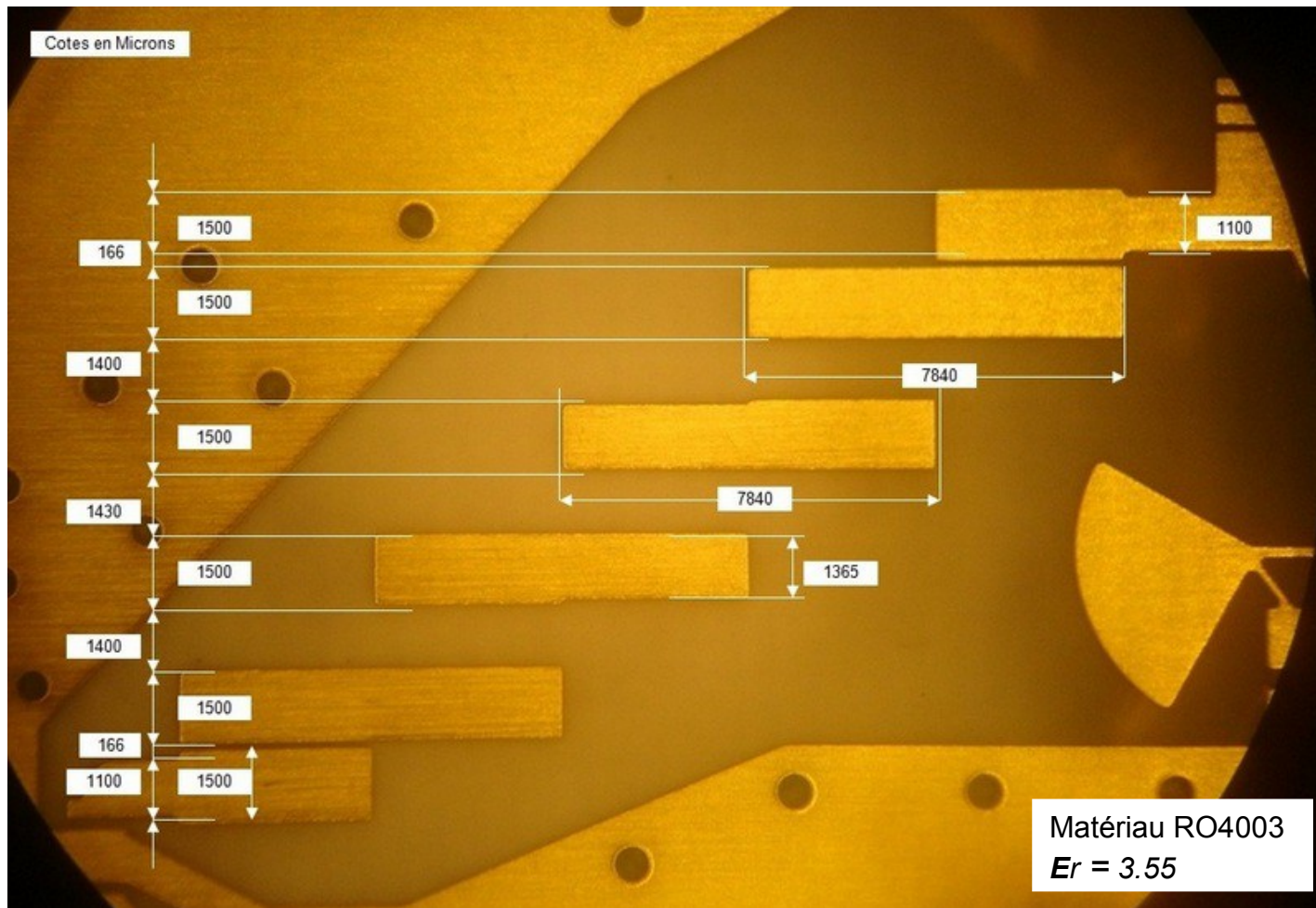
10 um	Conductor Thickness	3.55	Er
0.51 mm	Dielectric Height	Gold: 1.43	Resist. 1 = Cu
		0.03	Loss Tan.

☒ Er Selection Losses

Close



Dimensions du filtre interdigité 4 étages commun TRX

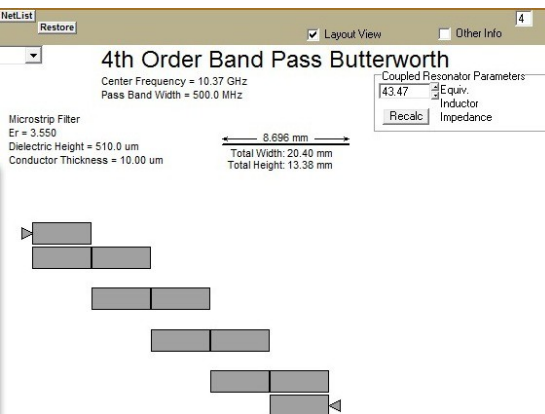
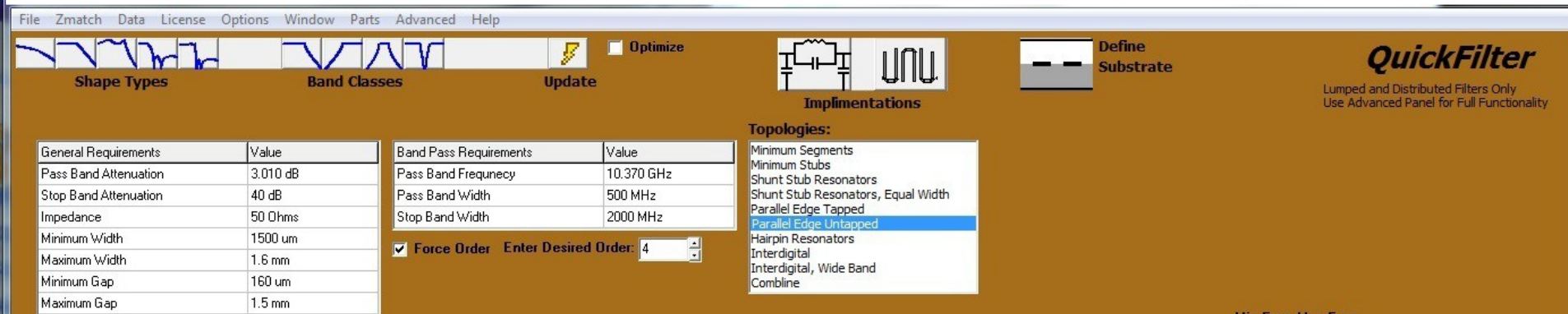


Dimensions du filtre interdigité 4 étages Tx

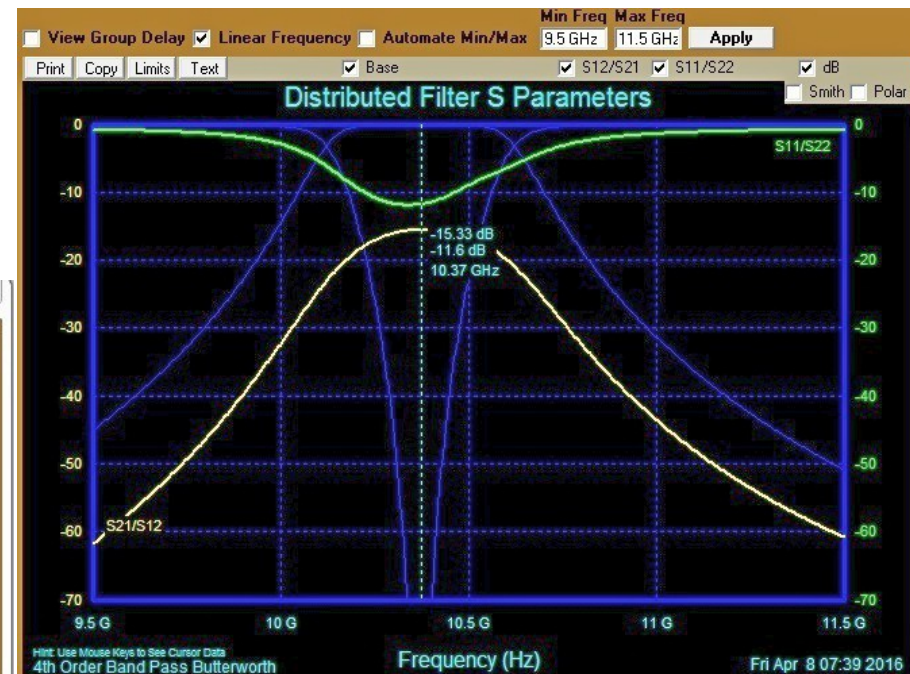
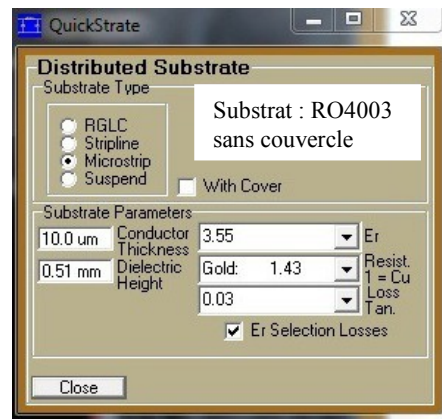
"Mirroiré" par rapport au filtre précédent



4 étages TRx : rétrosimulation fittant au plus près les dimensions réelles

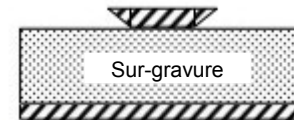


Thu Apr 7 19:12:2016





Précision de gravure



Les tolérances dimensionnelles d'un circuit imprimé "hyper" sont bien plus drastiques que celles appliquées sur un CI classique !

En pratique une gravure finale est toujours soit sous-gravée, soit sur-gravée

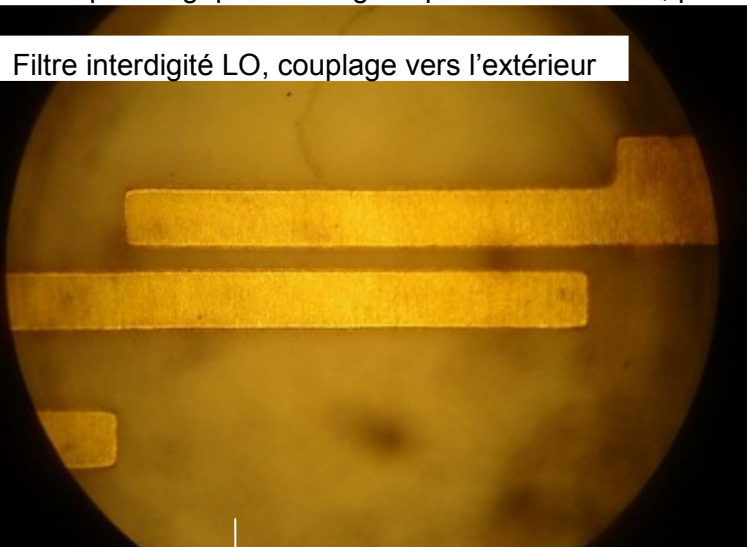
Dans les 2 cas, la vraie valeur de largeur de ligne théoriquement simulée n'est donc jamais la bonne

Quand les lignes et surtout, le Gap sont larges, cela n'a pratiquement aucune importance

Mais avec un gap très faible, la difficulté de précision de reproduction de la simulation d'origine devient énorme

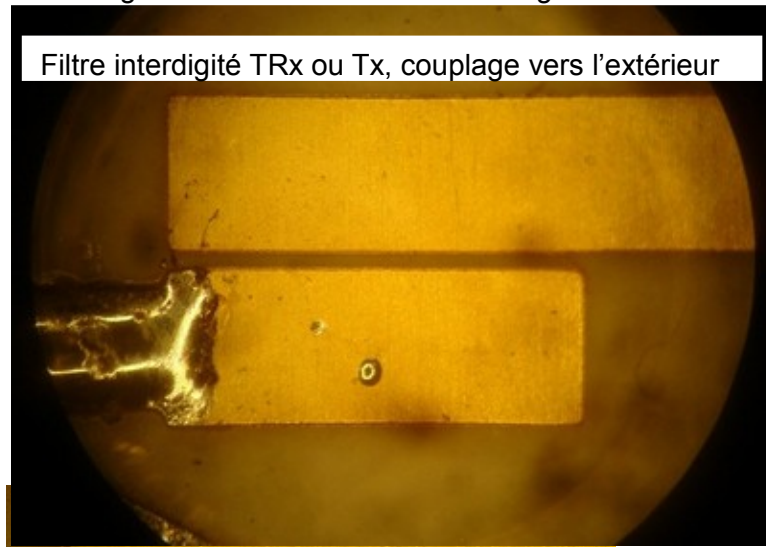
Donc plus le gap entre 2 lignes parallèles diminue, plus l'influence parasite de la sur ou sous-gravure altère la simulation d'origine

Filtre interdigité LO, couplage vers l'extérieur



Gap 233μ

Filtre interdigité TRx ou Tx, couplage vers l'extérieur



Gap 166μ

Même largeur de sous-gravure

Dans ces 2 cas concrets, la même largeur de sous-gravure diminue alors ces 2 gaps d'une valeur différente

Sur le **filtre TRx de droite**, avec un gap des 2/3 de celui du filtre LO, son influence sera alors bien plus forte

Donc le surcouplage résultant réagira encore plus fortement sur les paramètres de (perte série, facteur de forme, platitude et même parfois, de fréquence centrale) du filtre initialement simulé

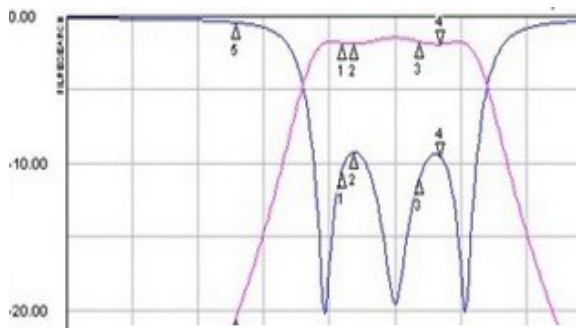
Filtre interdigité et filtre cloche à 10 GHz : brève comparaison

	Interdigité 3 cells	Interdigité 4 cells	Filtre cloche	SAW filter
Règlage	Aucun	Aucun	Manuel	Aucun
Pertes simulées à 2.3 GHz (dB)	1 à 4	2 à 5	NA	
Pertes constatées à 2.3 GHz	6.5 à 11	NA	1 à 4	3 - 4dB
Pertes constatées à 9.8 GHz	8 à 15	NA	1.5 à 5	F<2.6 ou 5GHz ?
Pertes constatées à 10.4 GHz (dB)	NA	15 à 22	1.5 à 5	??
Ondulation finale constatée (dB)	7 à 10	5 à 7	NA	
Bande passante	Par simu	Par simu	étroite	

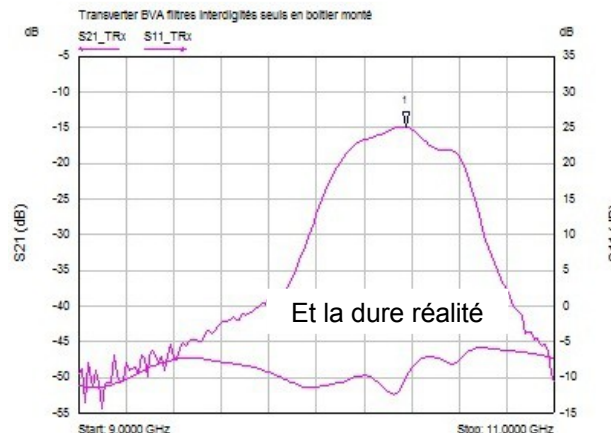
Ou encore, le fossé entre simulation originelle et réalité

→ Plutôt DRO !

- En bref, le filtre interdigité bannit tous les réglages d'un filtre cloche, mais révèle ici une perte individuelle supplémentaire de 10 à 15dB !
- Cette perte doit alors être compensée par un plus fort gain du LNA en tête çàd, de 15 bons dB de plus qu'avec des filtres-cloche surtout en 10 GHz avec un LNA 3 étages ou les FETs disponibles sur le marché ont malheureusement des caractéristiques RF extrêmement divergentes
 - Dimensions plus importantes que celles d'un filtre cloche, mais néanmoins inférieures à celles d'un filtre Hairpin équivalent
 - Par contre on peut simuler sa largeur de bande passante selon ses propres critères
 - Mais contrairement à une simulation théorique, l'ondulation résultante au sein de sa bande passante (bonne platitude) reste énorme et une faible perte est difficile à obtenir



Exemple idéal de filtre interdigité simulé



Simulation électromagnétique et réalité : les différentes étapes

Comme très (trop) souvent entendu dans le passé, n'importe quel "ham-freak" est capable de faire une simulation - - -
Ceci ne reste valable qu'en se bornant à une simple simulation théorique d'un filtre sur substrat, à perte finale nulle (cas idéal) !
Mais entre simulation théorique et pertes réelles/concrètes d'un filtre sur circuit imprimé définitif, la divergence reste très grande

Et s'appuyer sur une seule et unique simulation reste souvent des plus hasardeux

La seule façon de procéder consiste alors à opérer par approximations successives (réglages convergents) par **analyse de Monte-Carlo**, en effectuant successivement :

- Un 1^{er} groupe de simulations suivi d'un 1^{er} circuit imprimé de "défrichage" avec mesure complète de toutes ses caractéristiques résultantes (dimensions, gaps, pertes, ondulation, bande passante et centrage en fréquence)

- Puis 2^{ème} groupe de simulations : tout en conservant impérativement ces 6 relevés, (*surtout dimensions+gaps réels*), ressimuler autant de fois que nécessaire en visant une courbe de perte simulée située au plus près de la courbe réelle de la perte mesurée. Ne jouer alors dans un 1^{er} temps, qu'uniquement sur la valeur de tangente Δ

- Avec cette valeur de tangente Δ enfin défrichée/figée, un 3^{ème} groupe de simulations devrait conduire à une perte série nettement moins importante : laisser cette fois-ci le simulateur déterminer lui-même les nouvelles dimensions optimales, et la perte série théorique résultante devrait diminuer de presque 10dB pour passer d'environ 15 vers 4 à 7dB – l'opération est alors pratiquement terminée

- En cas de gap minimal très faible (échanges RF entrée/sortie), imposer d'office une largeur minimale de 300 à 500 Microns, et tout en conservant toutes les autres dimensions nouvellement simulées, faire tourner un 4^{ème} groupe final de simulations

- Ceci afin de minimiser au maximum l'énorme influence de l'inévitable sur ou sous-gravure finale - - d'autant plus drastique avec un gap final trop faible

- Le 2^{ème} circuit imprimé résultant devrait alors «fitter» au mieux les simulations définitives, et pourra alors être considéré comme quasi-définitif

- Seuls ces groupes successifs de simulation permettent alors de conduire à une réelle optimisation des pertes de filtre

- Dans l'industrie il n'est pas rare d'effectuer cette étude complète encore une 4^{ème} fois

- Cette approche par déduction successive (certes plus onéreuse) est la seule manière de faire, en vue de minimiser les énormes pertes initiales liées à ces filtres sur substrat

- Elle améliorera de suite la valeur du maximum/maximorum du bilan de conversion Rx possible (sinon manipes à postériori toujours aussi chronophages)

- Addendum :

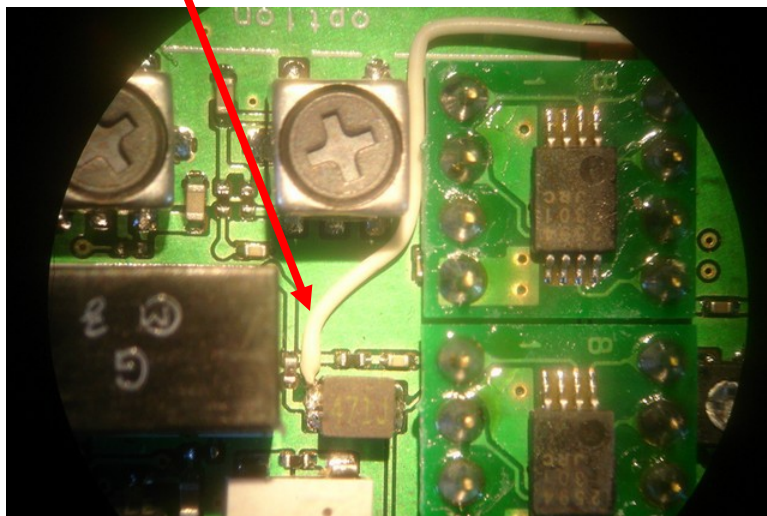
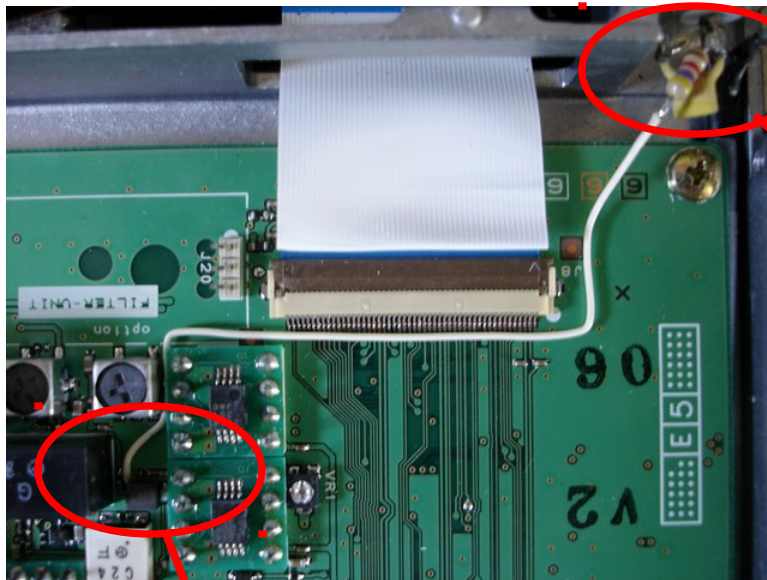
RAPPELS spécialement dédiés aux allergiques des réglages du FT817nd via soft interne (extrait du PPT Transverter 10 GHz - 2014)

- Modifications pour compatibilité à la DB6NT

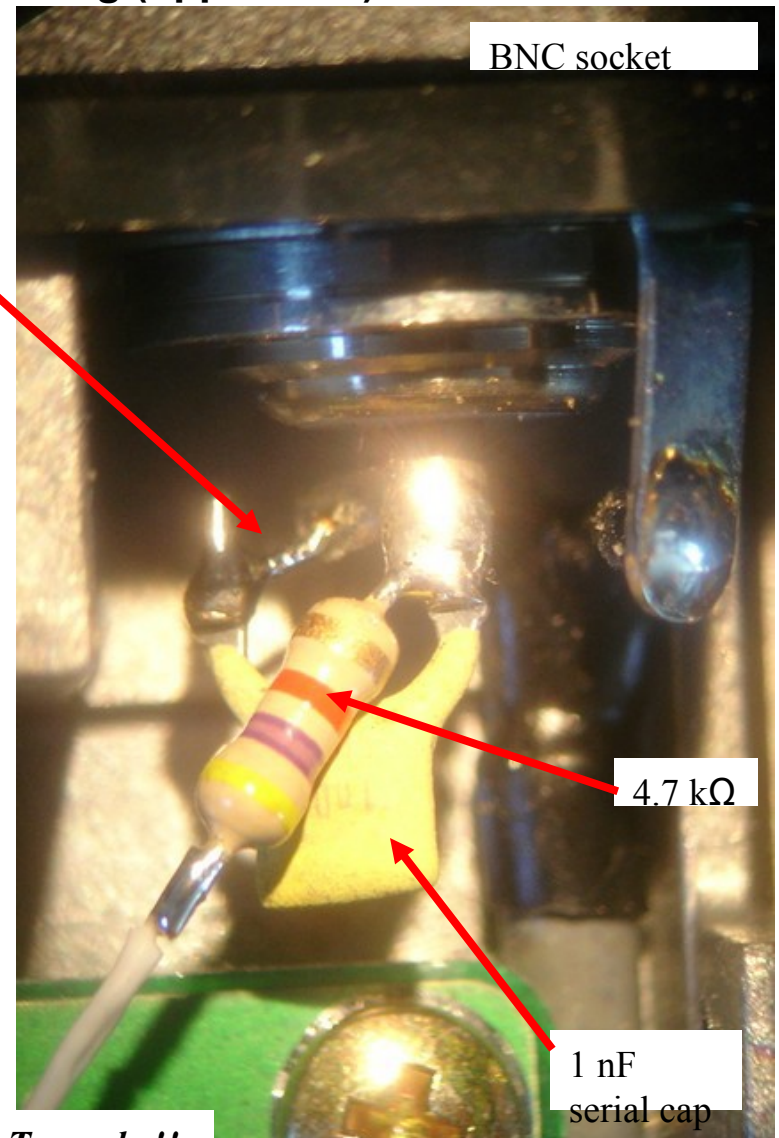
- En Rx, S-mètre bruit muselé à S1 par soft intérieur (potard Rx du transverter totalement inutile)

FT-817nd mods with +12V in coax while tXing

FT-817nd mod for DC addition in coax while Txing (upper side)



DB6NT transverters need +V in coax cable for switching in Tx mode !!



FT-817nd mods with +12V in coax while tXing

FT-817nd desensibilisation procedure

With only noise, the S-meter drops down from S8 to S1 to the 144 MHz Rx

-TX OFF

- appuyer simultanément sur A, B et C et conserver les 3 boutons poussoirs enfoncés
- mettre en marche → le 817 envoie une série de bips et passe en mode config
- sélecteur à gauche pour faire défiler les menus
- choisir **menu 5 VHF RXG** (gain Réception en VHF) valeur initiale=128
- descendre à la **valeur 56** (ou approchante) → S1 de QRM ce qui ne saturera plus le FT-817nd
- presser le bouton F pendant plus d'une seconde

Attenuation reached after decreasing S8 to S1 in the 144 MHz IF line : roughly 14 dB

Remerciements

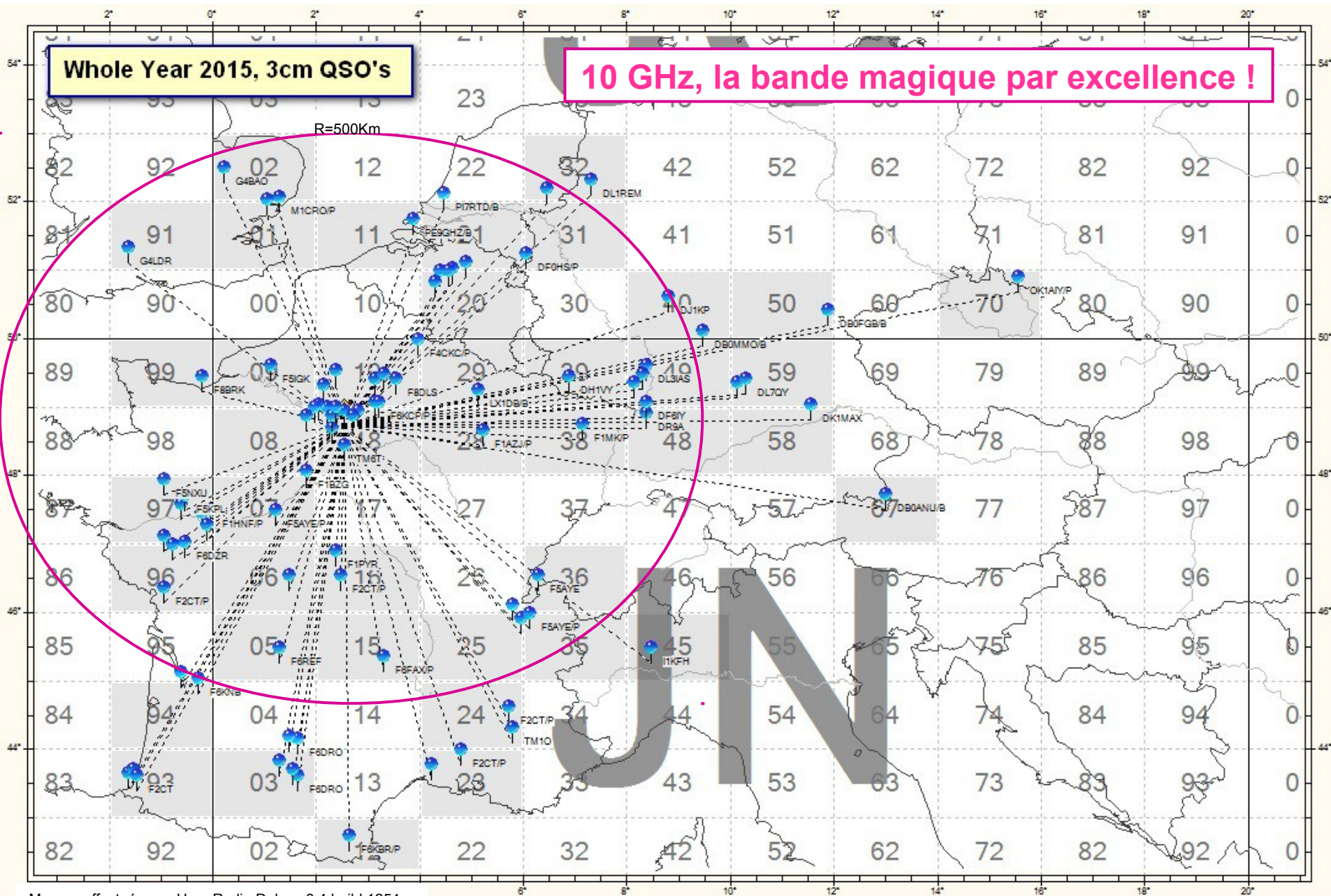
L'auteur remercie très sincèrement le travail des plus sérieux effectué par :

- Michel F6BVA pour son magnifique ensemble / conception / mise au point démonstrateur
- Pierre-François F5BQP pour mise au point / reproductibilité / sous-traitance de l'incontournable et fiable circuit imprimé reproductible doré à via-holes
avez-vous également apprécié son extrême robustesse inaltérée, même après plusieurs cycles répétés de soudure/dessoudure ? ?
- Gégé F5ELY pour sa patience d'ange dans la gestion des commandes de tous ces nombreux kits mis à la disposition de la communauté hyper et surtout, vis-à-vis de ses " contacts clientèle " (également François F1CHF) - - et ce n'est pas fini !
- Daniel DL3IAE, Patrice F4CKC, Gégé F5ELY, Jacques F6AJW, Michel F1SEF, Guy F2CT etc, etc
- Sylvain F6CIS pour ses nombreux conseils avisés

Ils m'ont encore une fois de plus accordé leur totale confiance car sans eux, ces essais auraient été totalement impossibles à mener à bien

Je reste bien sur ouvert à toute suggestion susceptible d'être utile à l'ensemble de la communauté Hyper et les inclurai alors dans cet exposé le plus rapidement possible

10 GHz, la bande magique par excellence !



70