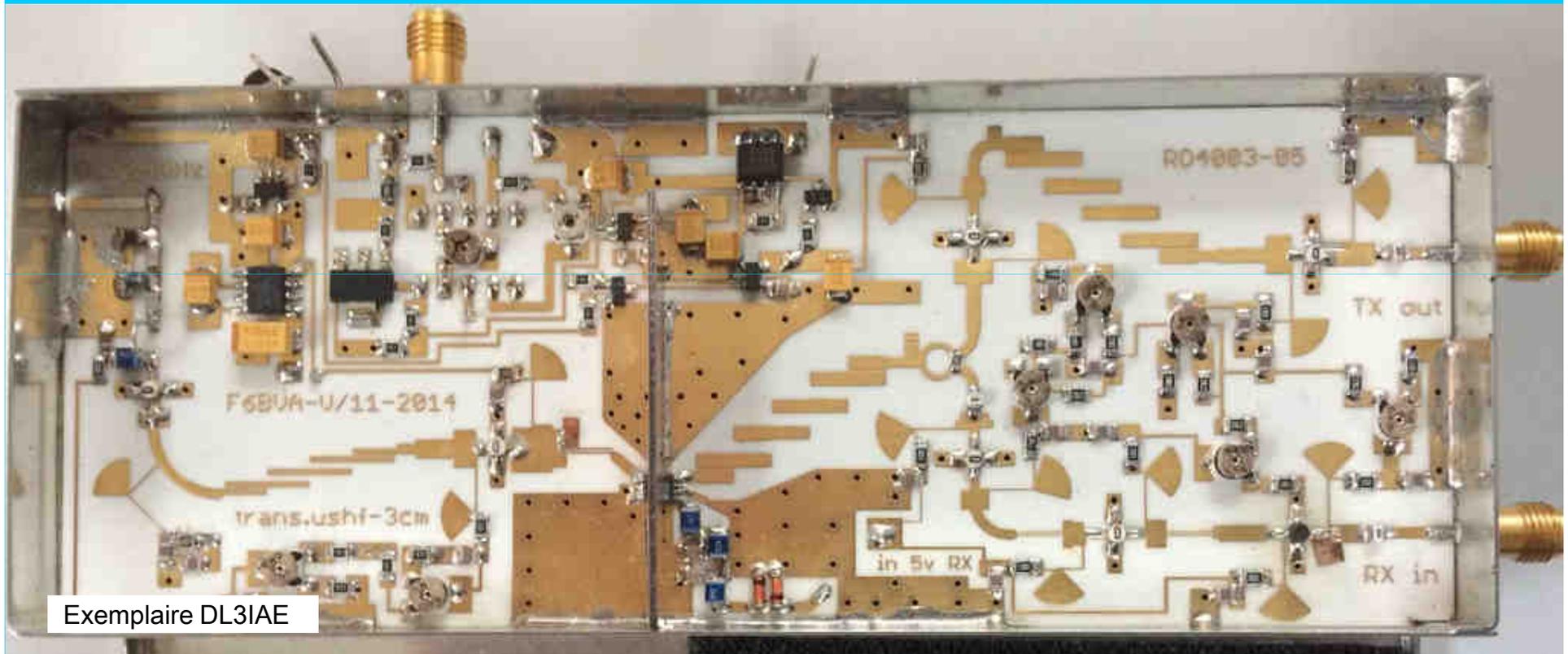


Reverse engineering sur Transverter 10 GHz F6BVA



Exemplaire DL3IAE

Release 2c
The last but not the least !
Always subject to improvement

Octobre 2017 - F5DQK

Transverter 10 GHz F6BVA vers. 2d

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- Filtrés 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*
- *Filtrés interdigités, dimensions et précision de gravure*
- *Filtre interdigité versus filtre cloche*

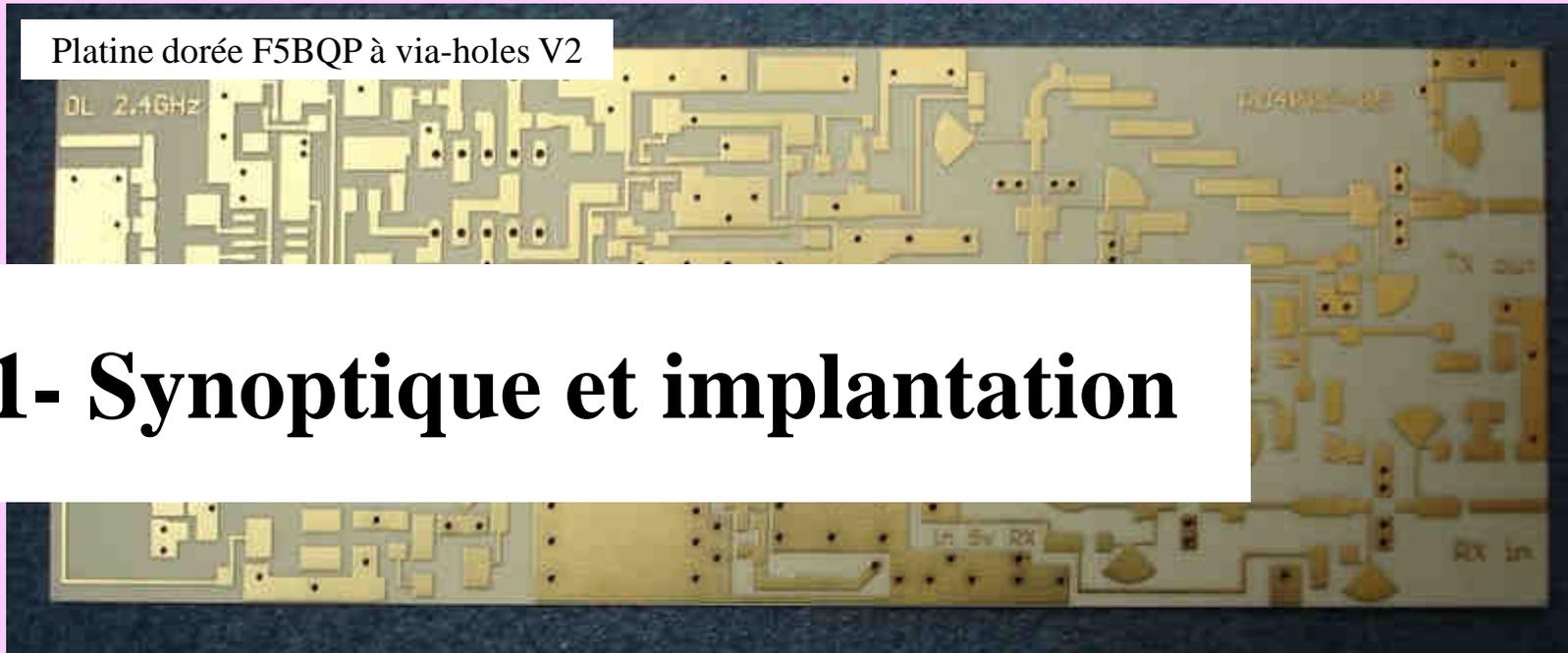
Addendum:

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

Dernière release consultable sur le site

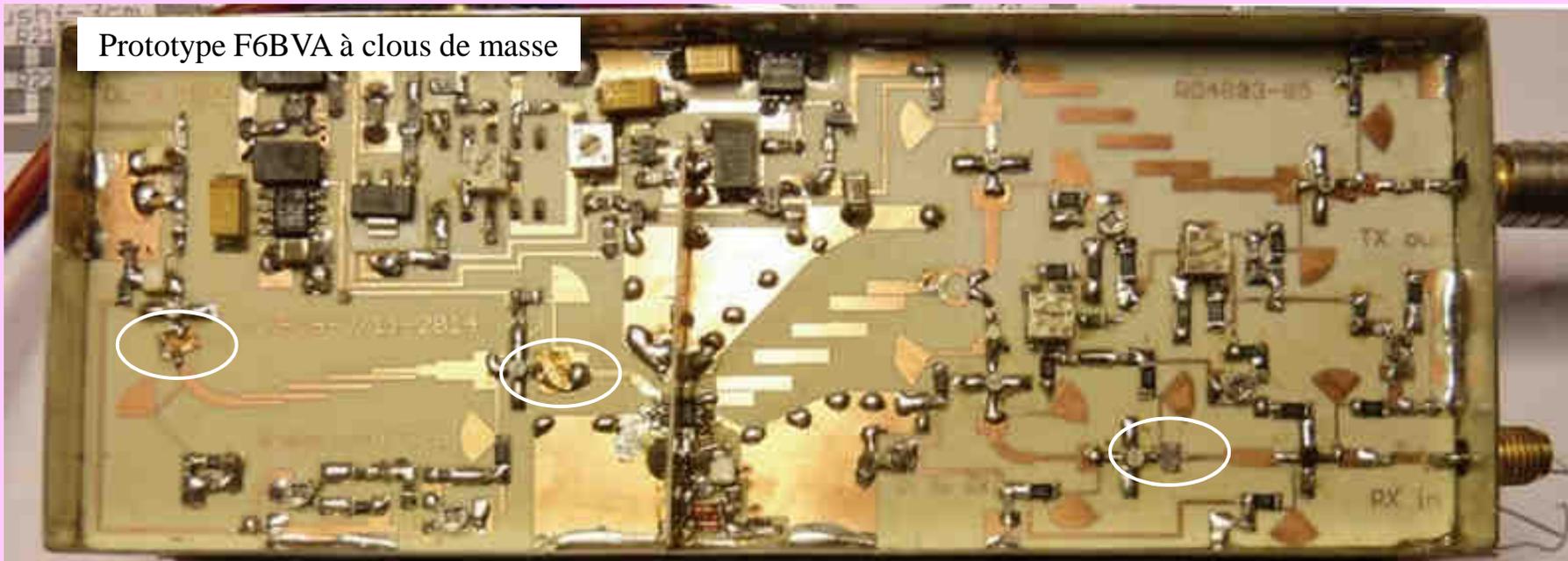
<http://f6bva.pagesperso-orange.fr/Technique/trans%20uhf%20vers3cm/Transverter%20UHF10GHz%20V11-2014.pdf>

Platine dorée F5BQP à via-holes V2



1- Synoptique et implantation

Prototype F6BVA à clous de masse



Synoptique simplifié : 2 versions possibles pour IF = 432 MHz

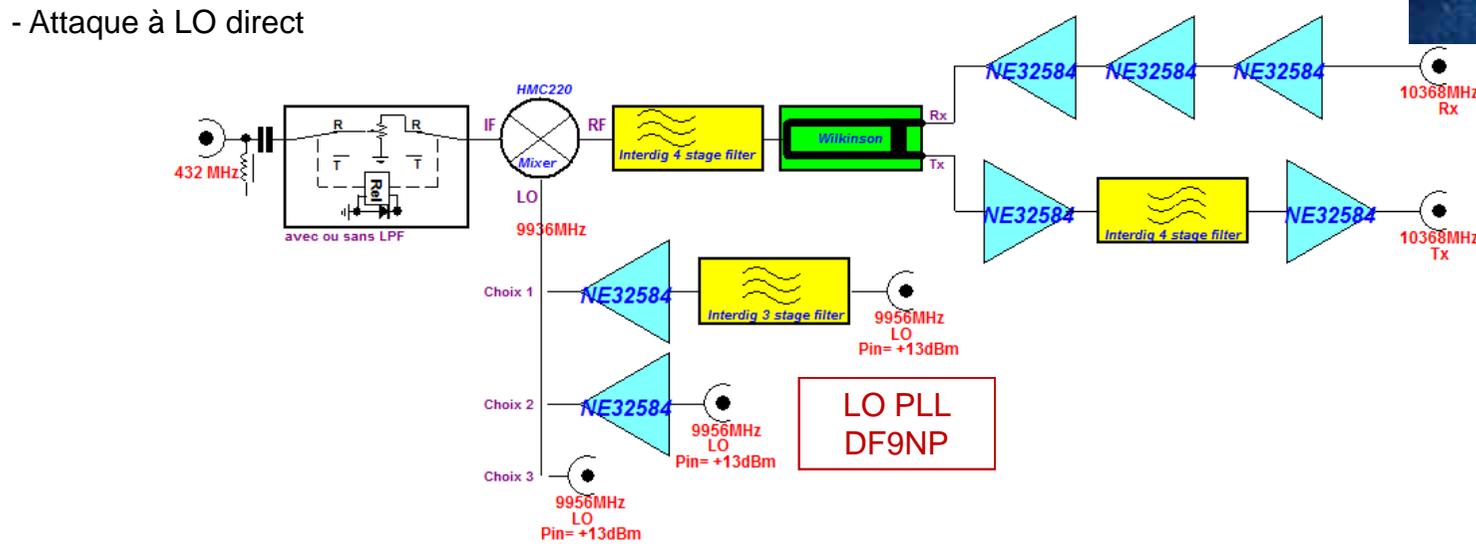
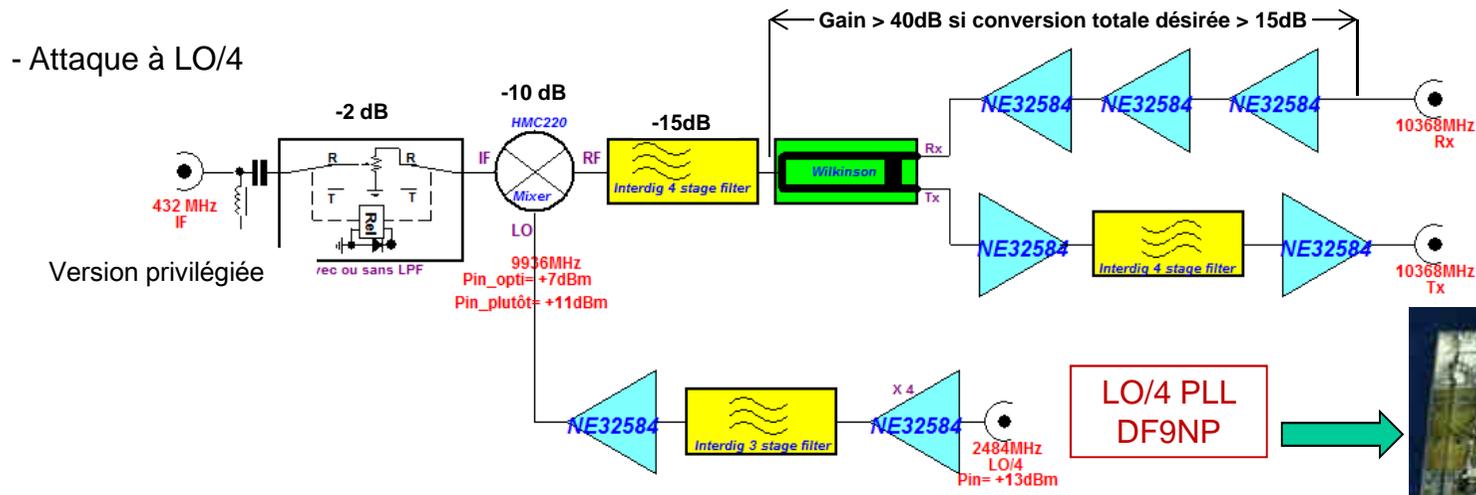


Schéma de principe

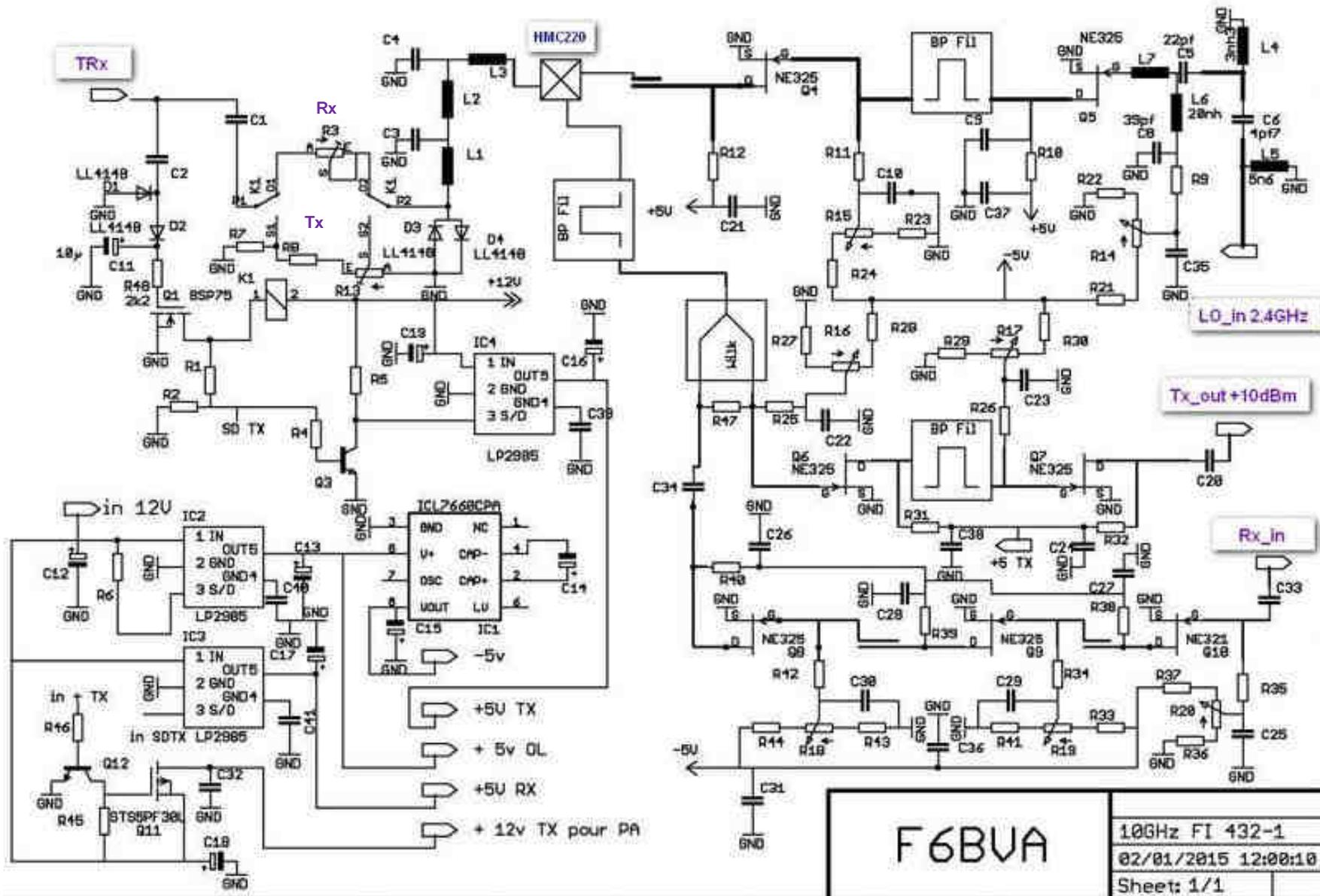
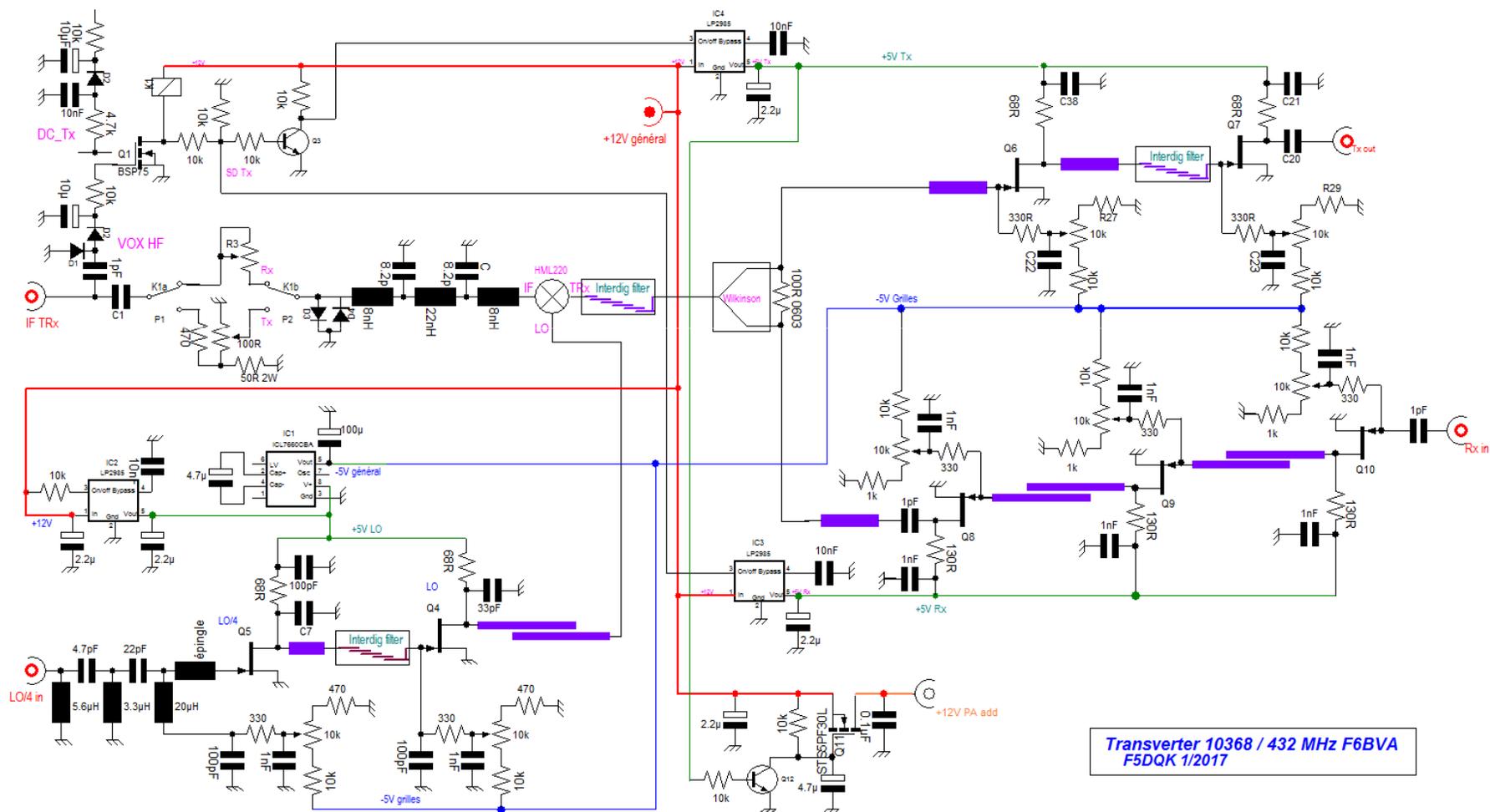


Schéma redessiné sous S-Plan

Théoriquement plus explicite

Afin de faciliter une compréhension plus aisée, à part les liaisons masse (et éventuellement les alimentations en +12V) **absolument TOUTES les autres liaisons doivent être clairement reliées entre elles**

Enfin quand les valeurs composants sont toutes clairement indiquées, compréhension et câblage sont alors grandement facilités



Nomenclature composants

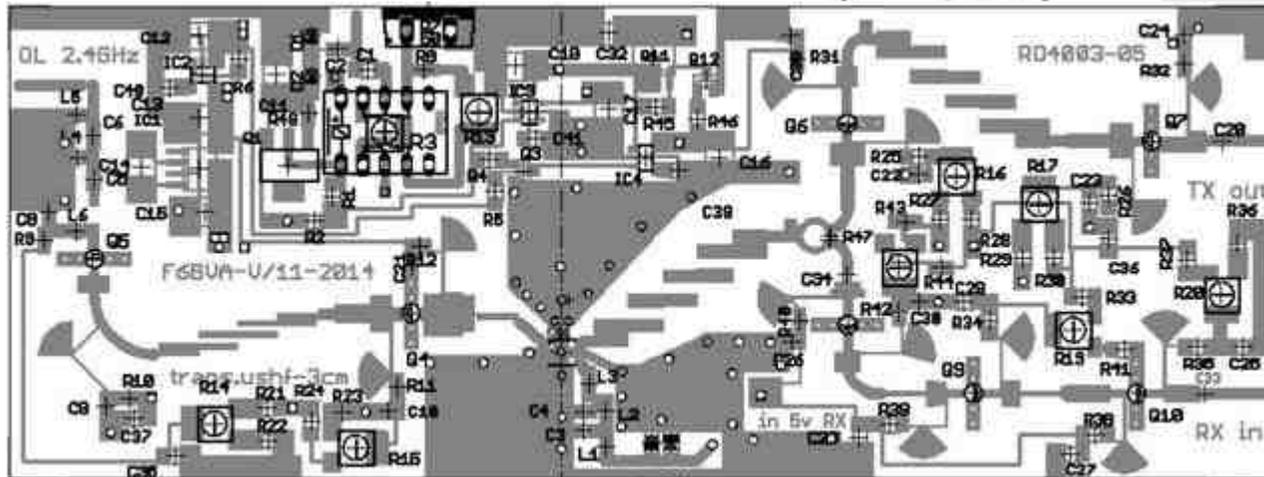
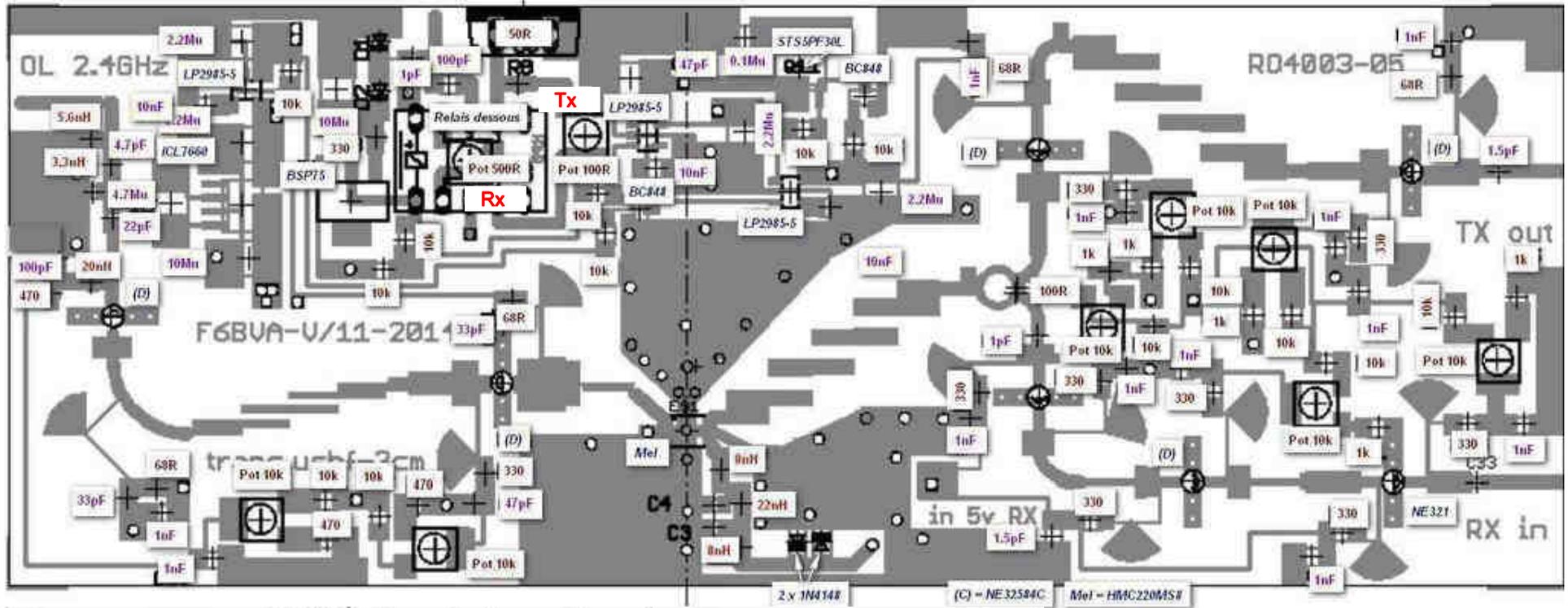
Position	Valeur
L1,L3	8nh/2nh
L2	22nh/10nh
L4	3.3nh
L5	5.6nh
L6	20nh
C1, C8	100pf
C2, C33, C34	1pf
C3, C4	8pf2/3pf3
C5	22pf
C6	4.7pf
C9	33pf
C10	47pf
C11, C15	10µf
C12, C13, C16, C19	2.2µf
C14, C18	4.7µf
C17	2.2µf
C20	1.5pf
C21	33pf
C22, C23, 24, 25, 26, 27, 28, 29,30, 31, 35, 36, 37, 38	1nf
C32	100nf
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 un résistance de 4k7/10k, puis remplacer D1 (BAT15) par un condensateur de découplage de 10nf.

Implantation Rx, circuit doré à via-holes (F5BQP v2)



Dimensions 145.5 x 53.5

Fets utilisés (6 exemplaires)

DATA SHEET

NEC 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

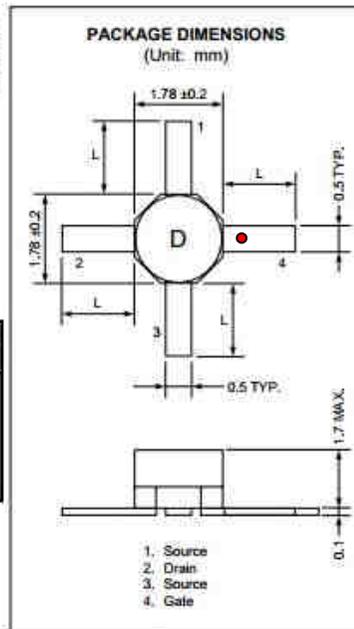
PART NUMBER	SUPPLYING FORM	LEAD LENGTH	MARKING
NE32584C-SL	STICK	$L = 1.7$ mm MIN.	D
NE32584C-T1	Tape & reel 1000 pcs./reel	$L = 1.0 \pm 0.2$ mm	
NE32584C-T1A	Tape & reel 5000 pcs./reel	$L = 1.0 \pm 0.2$ mm	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (TA = 25 °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	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITION (TA = 25 °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

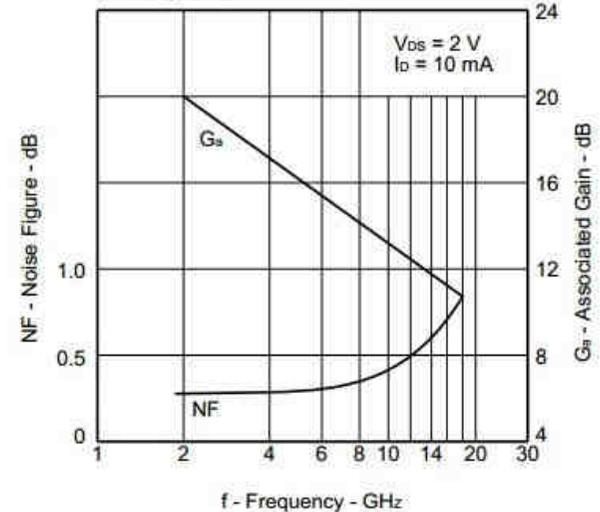


G

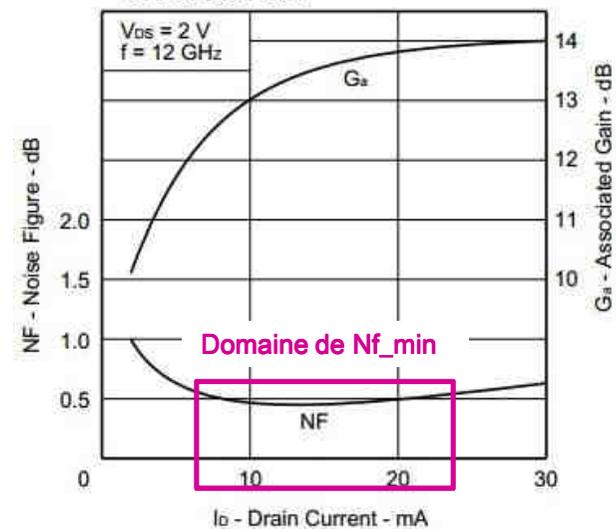
FET GaAs et règle d'or :
Nf_min toujours obtenu entre $I_{DSS}/5 < I_D < I_{DSS}/10$

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

NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. DRAIN CURRENT



Domaine de Nf_min

Mélangeur utilisé : specs usine



HMC220MS8 / 220MS8E

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

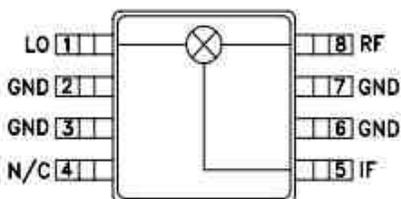
Typical Applications

- 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, biphase 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

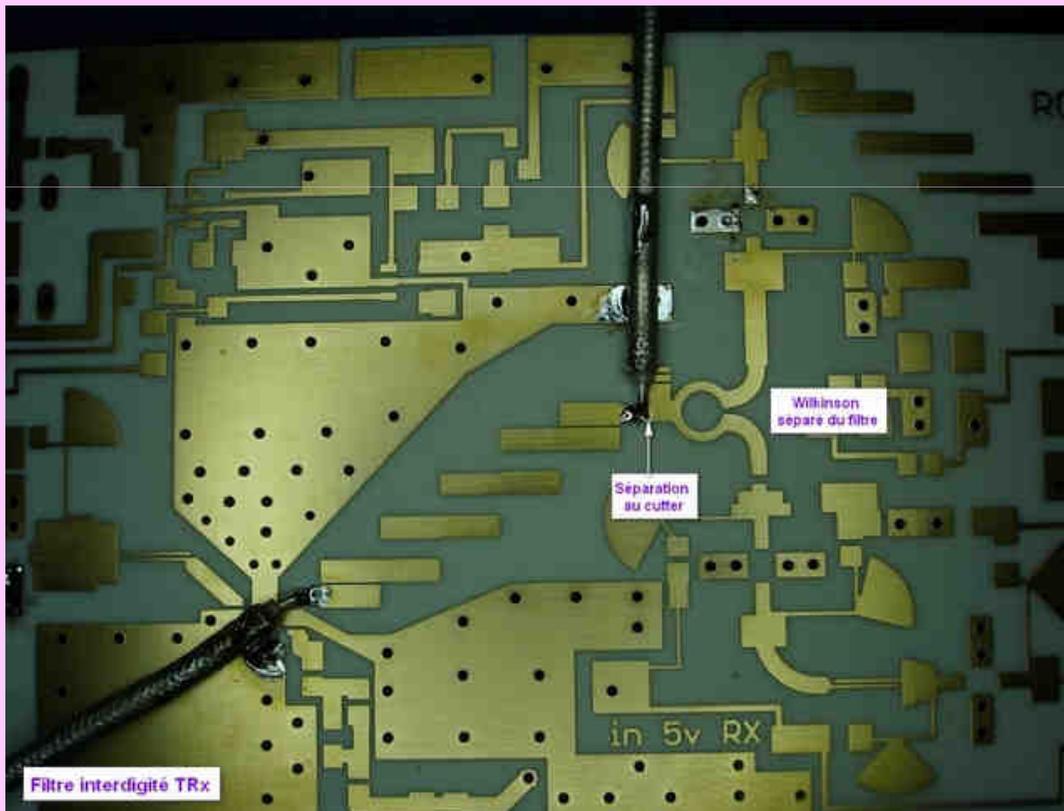
Néanmoins il est curieux que les specs usine indiquent les pertes de conversion associées à P_{LO} non pas à +7dBm, mais à +10 dBm et même +13dBm ?

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

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

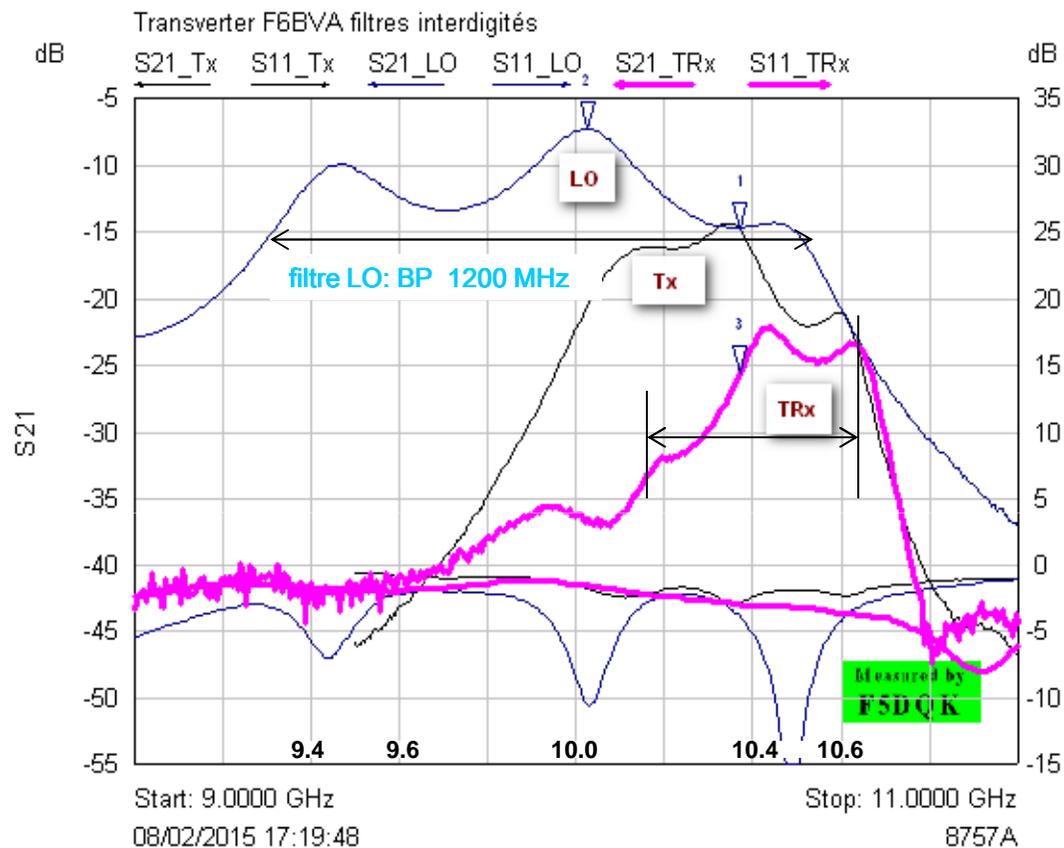
Parameter	LO = +13 dBm IF = 100 MHz			LO = +10 dBm IF = 100 MHz			LO = +10 dBm IF = 100 MHz			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range, RF & LO	5 - 10			10 - 12			5.9 - 10			GHz
Frequency Range, IF	DC - 4			DC - 4			DC - 3.5			GHz
Conversion Loss	7.0 10			8.5 10.5			7.5 10			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 6			5 8			dBm

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**



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

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

S11

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)

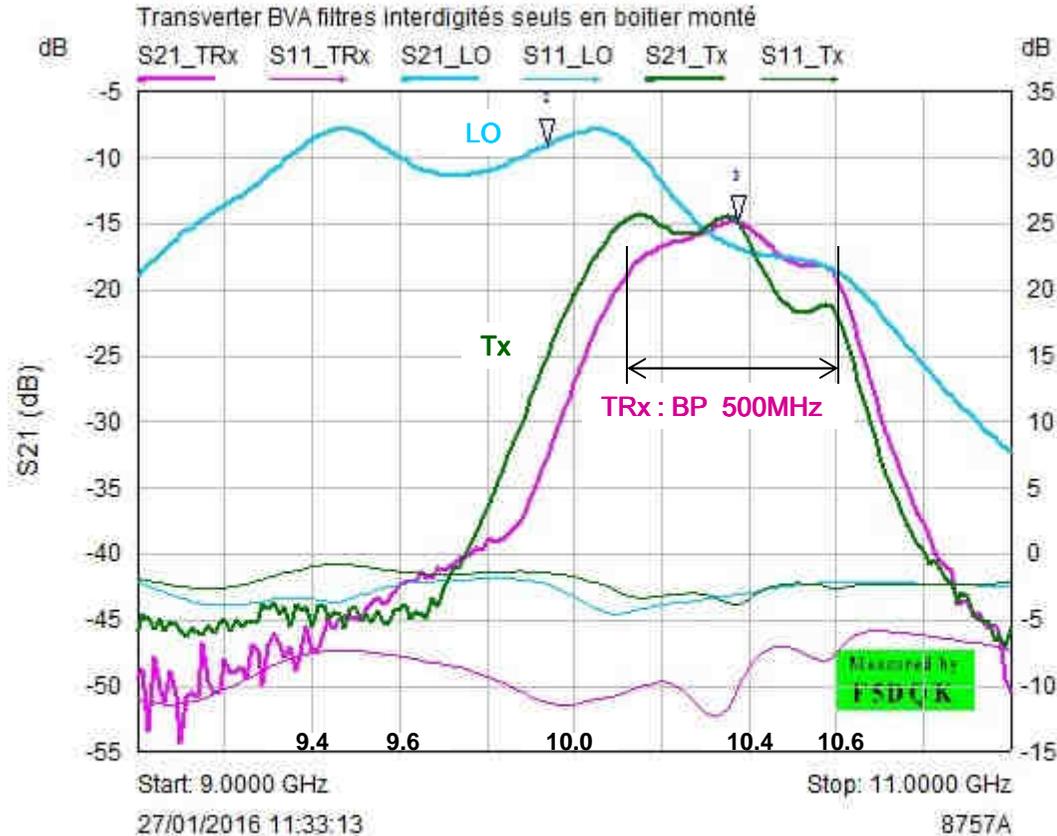
Alors que la courbe du filtre Tx semble correcte

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) ??

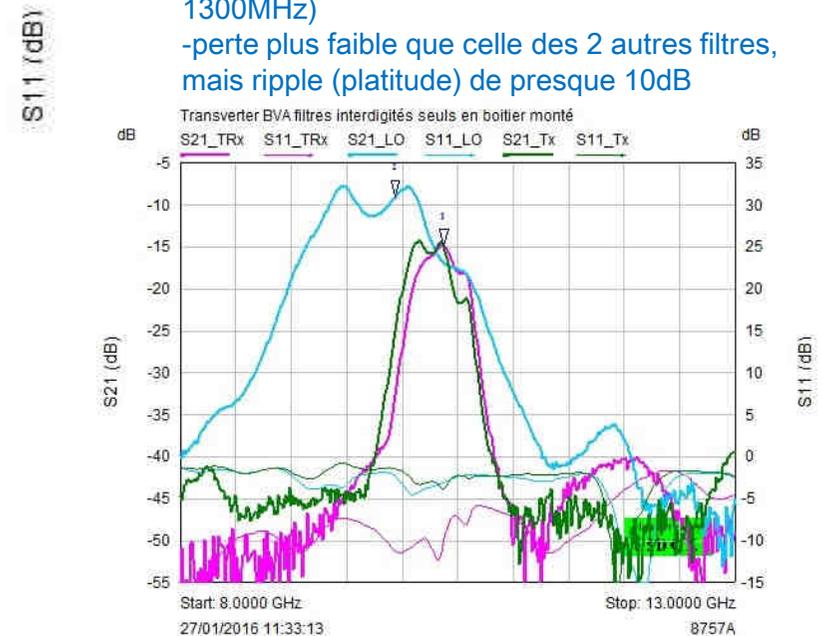
Filtres interdigités seuls en boîtier Schubert câblé

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



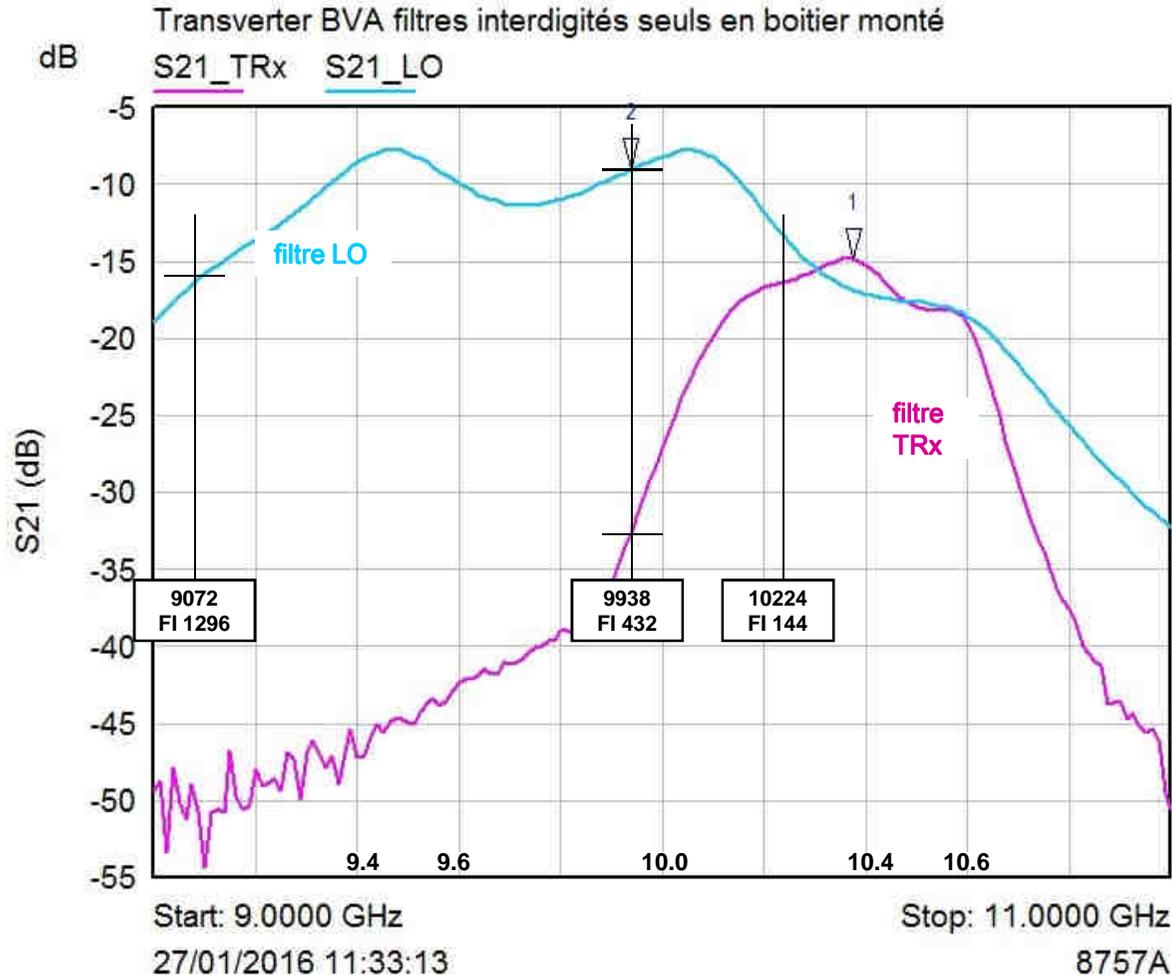
Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21_TRx	10.3750 GHz	-14.85 dB	
2	S21_LO	9.9375 GHz	-9.01 dB	si, IF 432 MHz
3	S21_Tx	10.3750 GHz	-14.94 dB	

- 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 ?



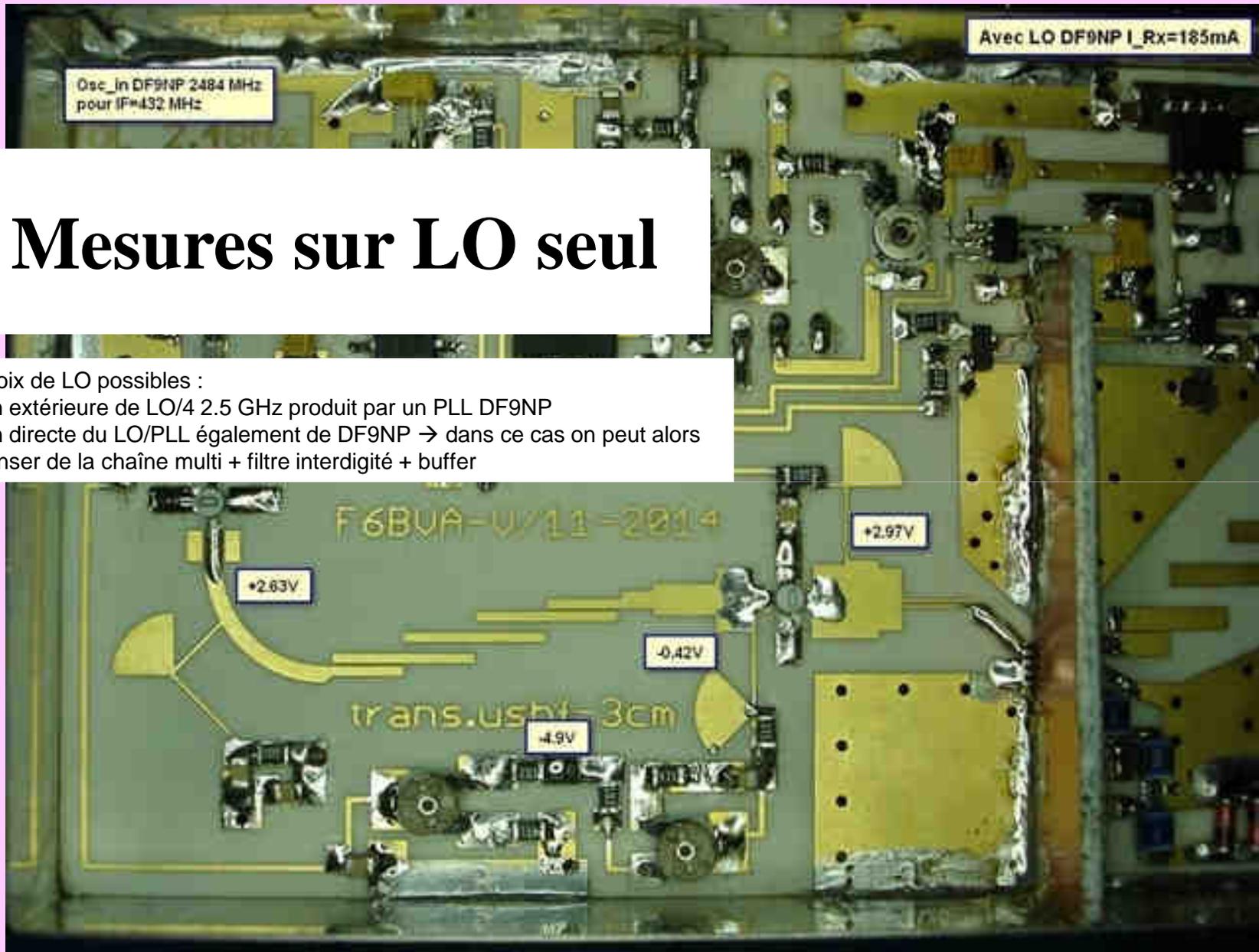
Pour la fréquence RF=10.368 GHz
 -144 : aucune réjection LO (sauf celle du mélangeur) → FI inutilisable

- 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



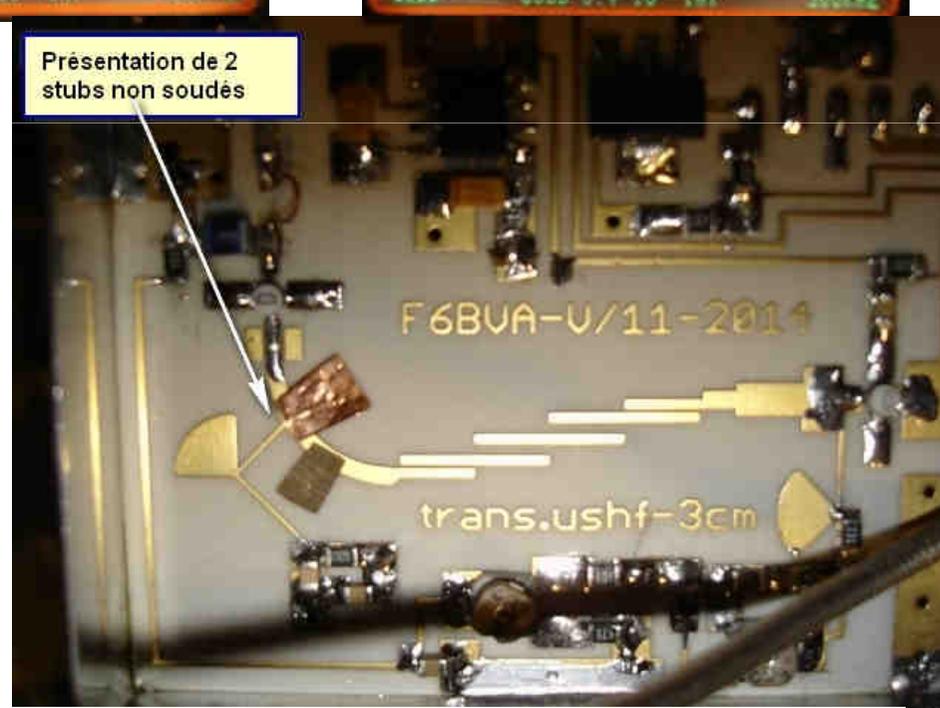
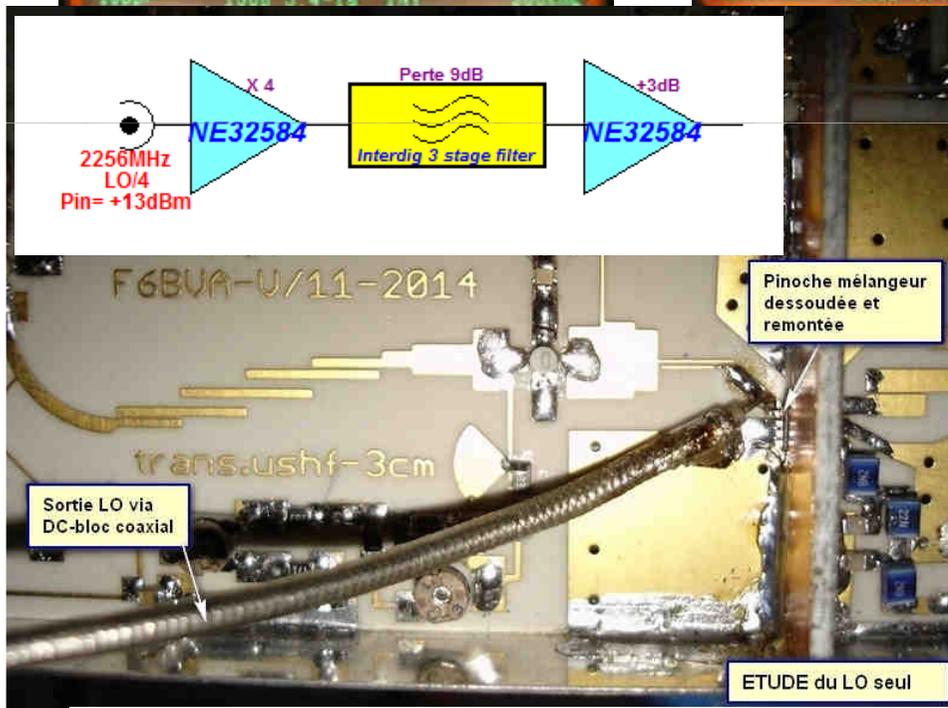
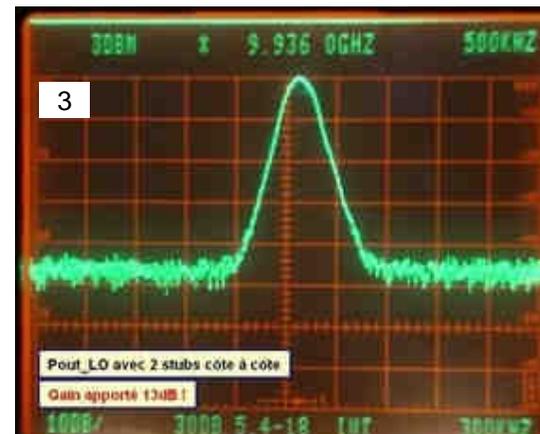
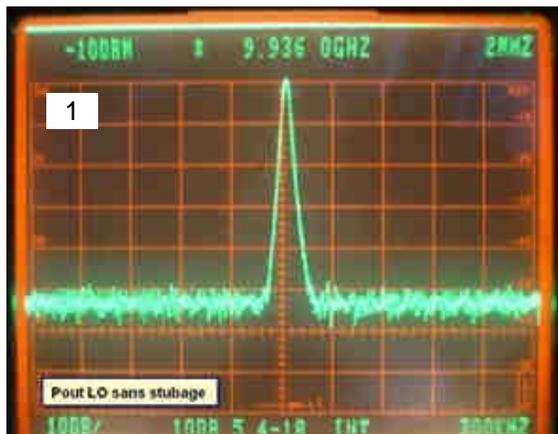
3- Mesures sur LO seul

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

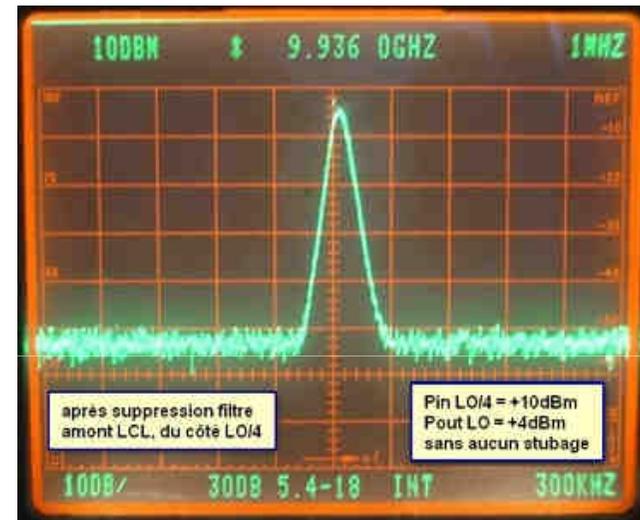
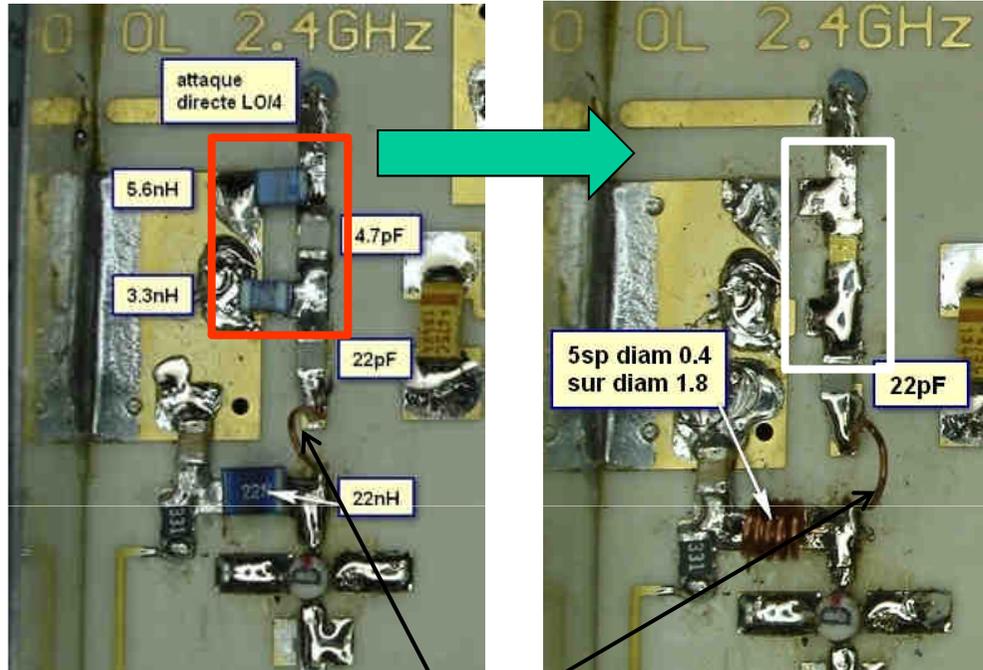
Avec Pin LO/4 du PLL de DF9NP = +9dBm



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

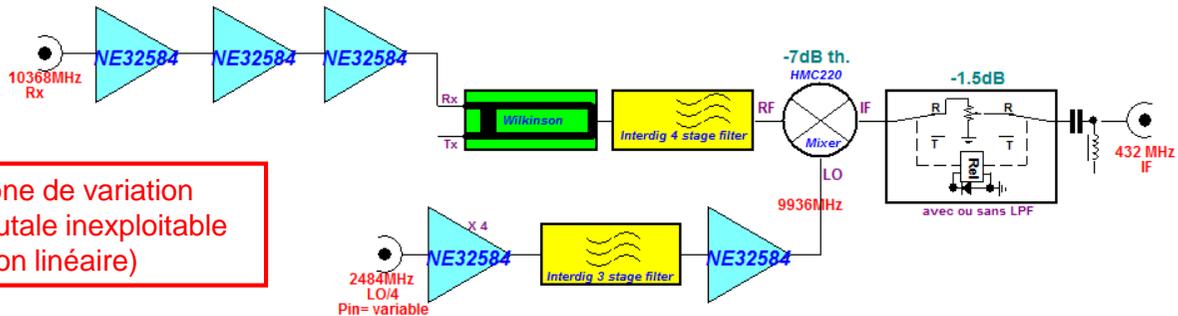
Permet de connaître la puissance d'oscillateur local assurant le domaine de fonctionnement optimal du mélangeur à Nf_{min}
 Influence de la puissance d'injection LO/4 variable au pas de 0.2dB sur le couple gain/bruit de la chaîne de conversion totale Rx
 Manipe effectuée sur le transverter F6AJW, mais 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

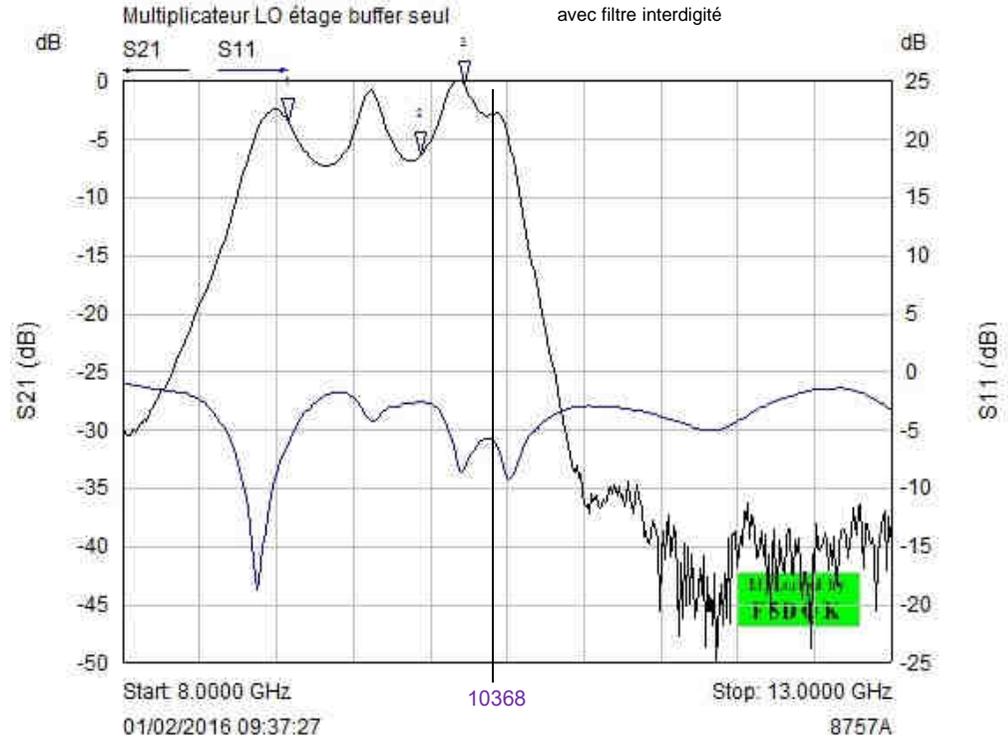
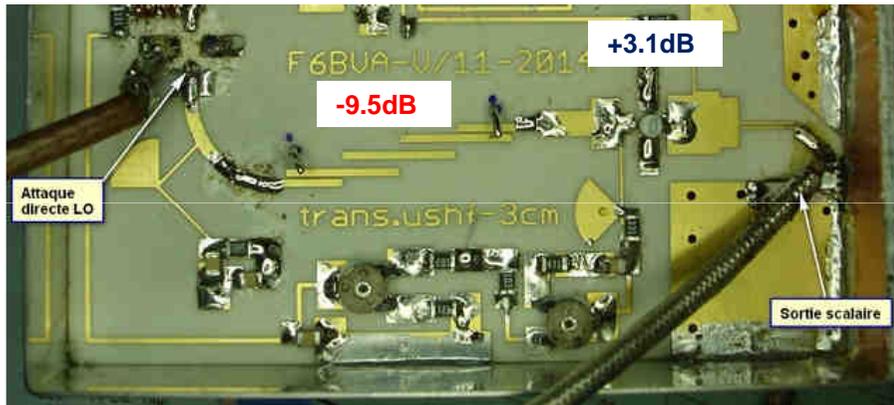
Zône de variation brutale inexploitable (non linéaire)

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

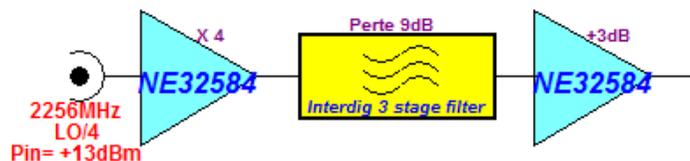


Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21	9.0750 GHz	-3.48 dB	FI 1296 MHz
2	S21	9.9375 GHz	-6.37 dB	FI 432 MHz
3	S21	10.2250 GHz	-0.29 dB	FI 144 MHz

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

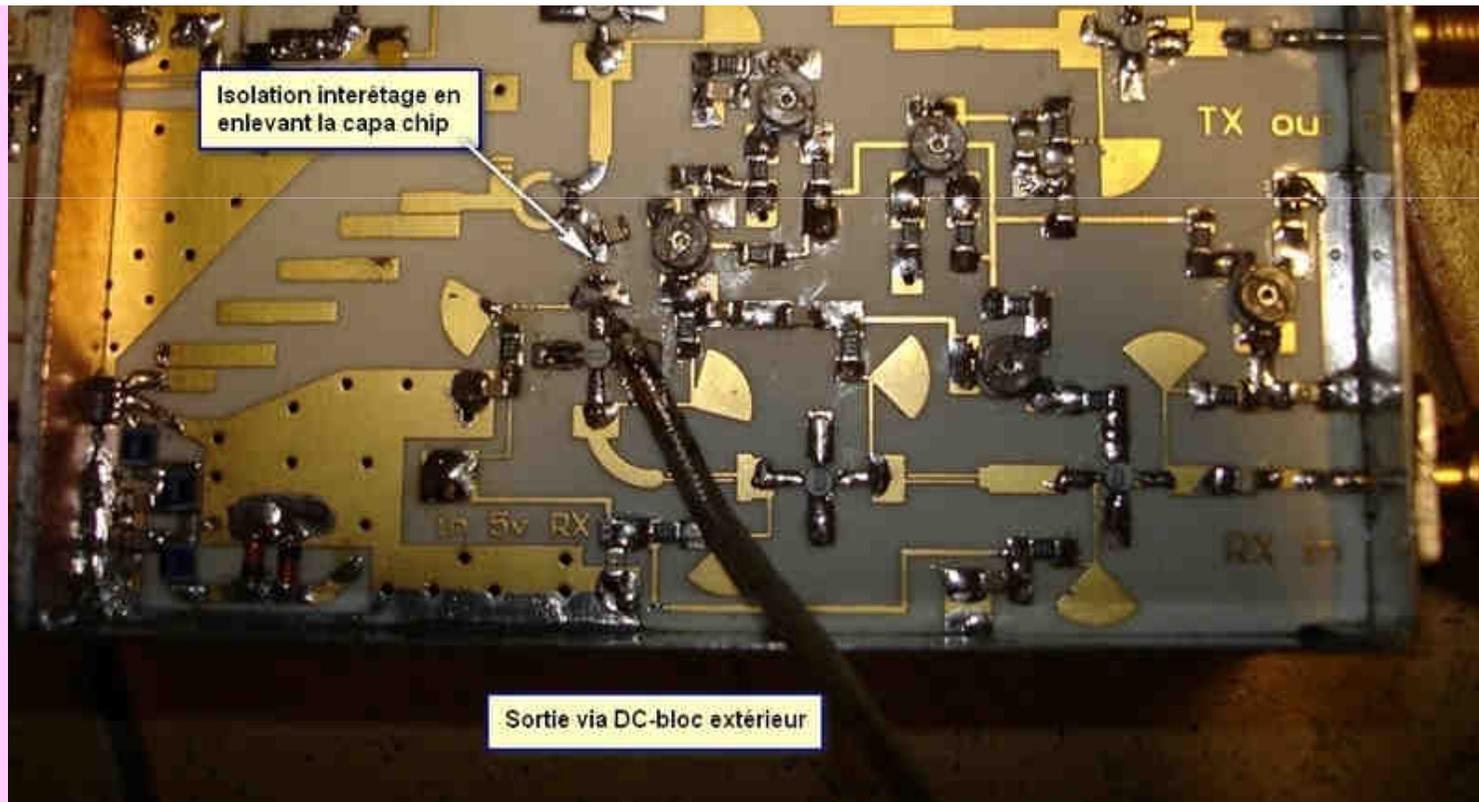


LO/x (MHz)	Pout 9936 MHz (dBm)
LO/5 1987.2	0
LO/4 2484	+4
LO/3 3312	-15

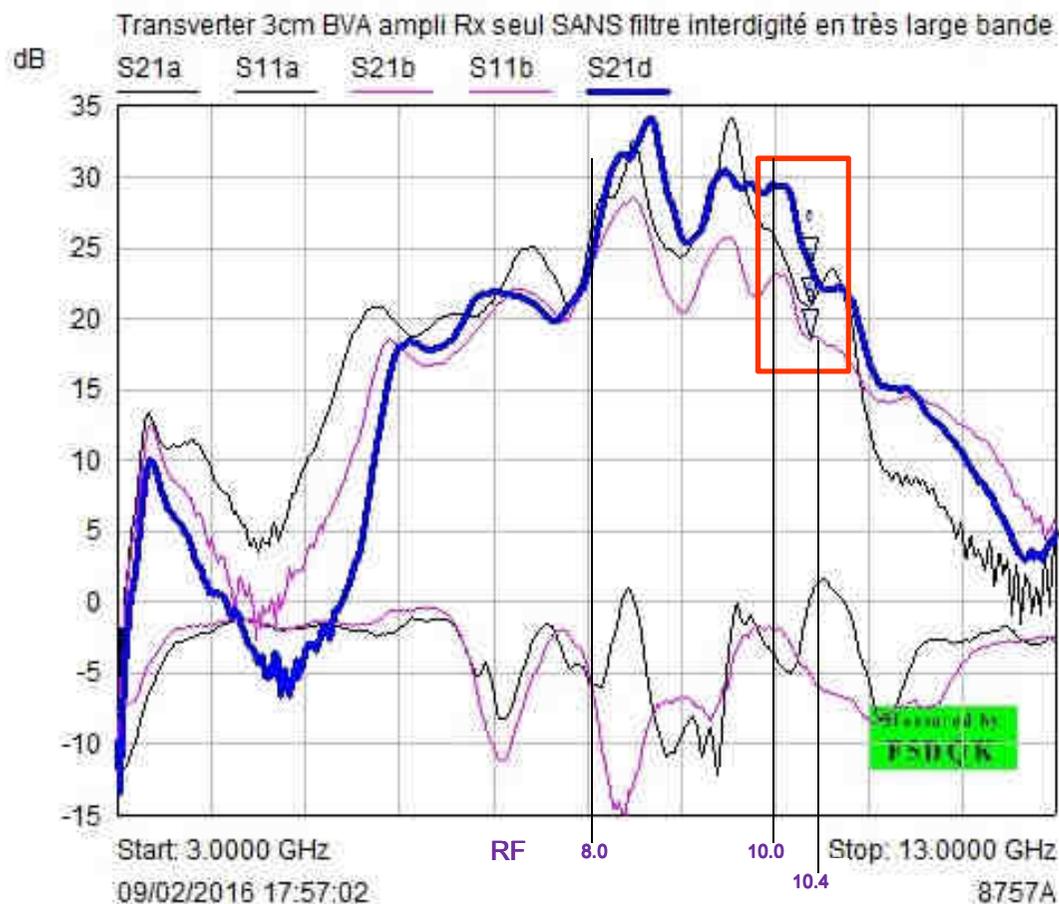
le fonctionnement avec LO/5 pourrait presque convenir

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

4- Mesures sur chaîne Rx 3 étages seule

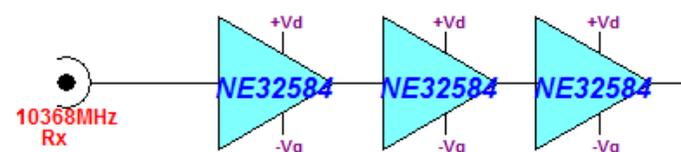


Chaîne Rx 3 étages seule: gain en large bande



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

- 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

Chaîne Rx 3 étages seule : Nf en large bande

Répercussion à postériori sur la chaîne totale de conversion Rx



- 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 ≤ 13 dB)
 - 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 !

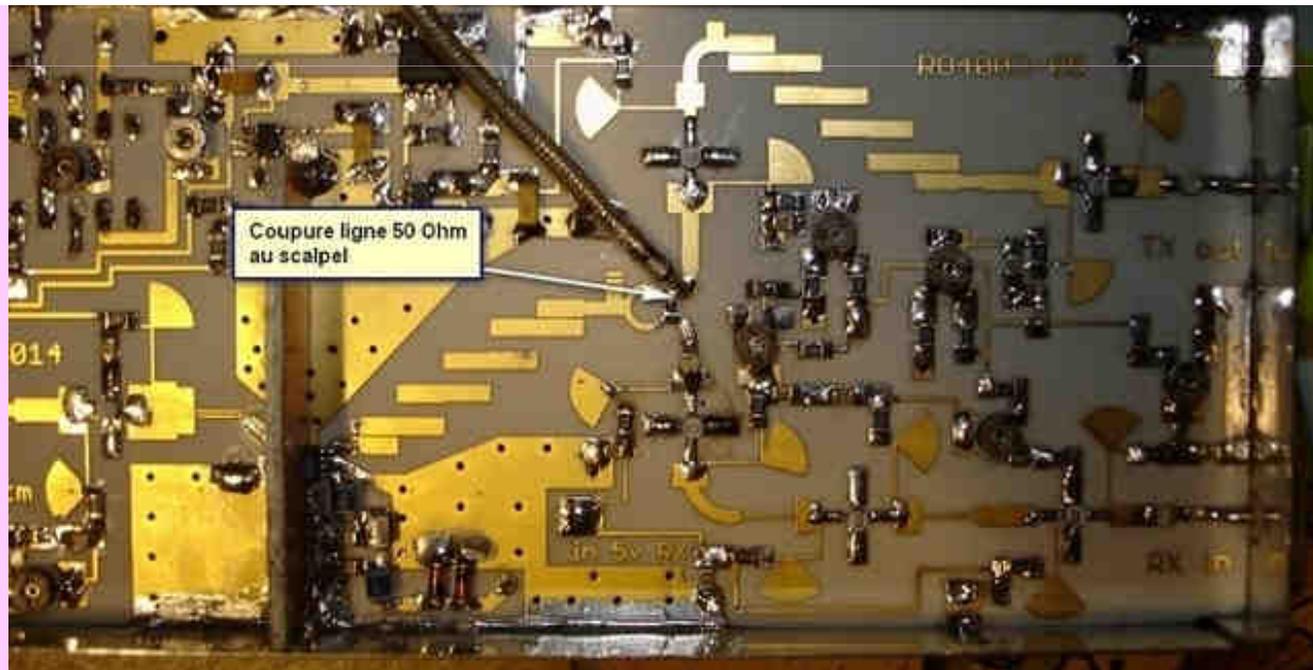
Tant que l'on n'obtient pas pour l'ensemble total de conversion Rx un couple de 15dB et $Nf \leq 1.3$ dB, il faudra sérieusement se pencher sur le problème de l'optimisation gain/bruit de cette chaîne Rx seule

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**

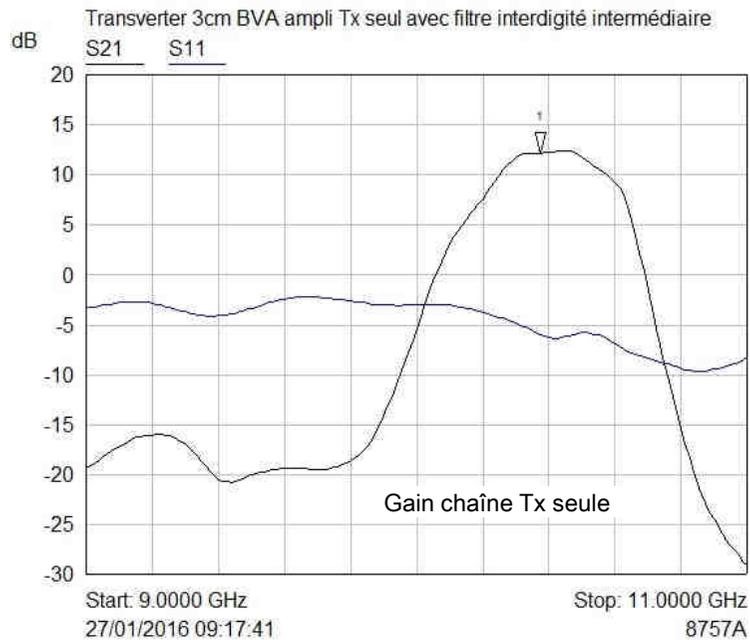
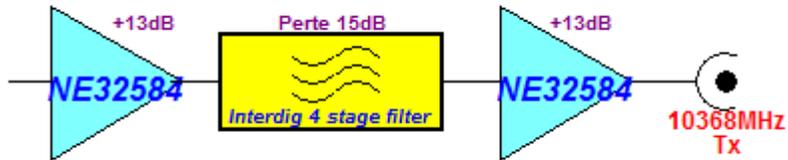
5- Mesures sur chaîne Tx 2 étages seule

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

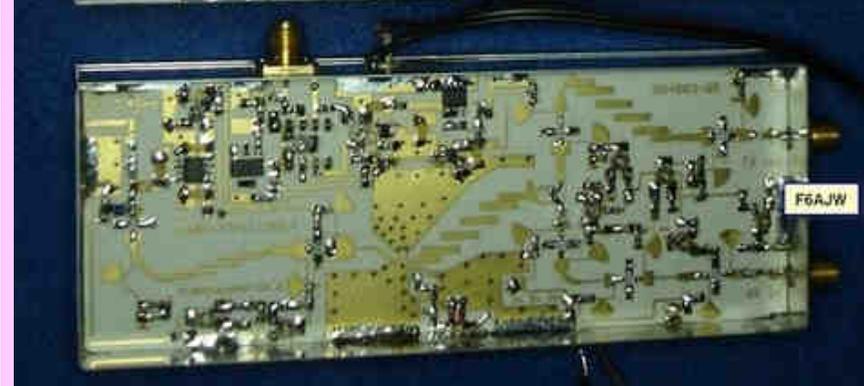
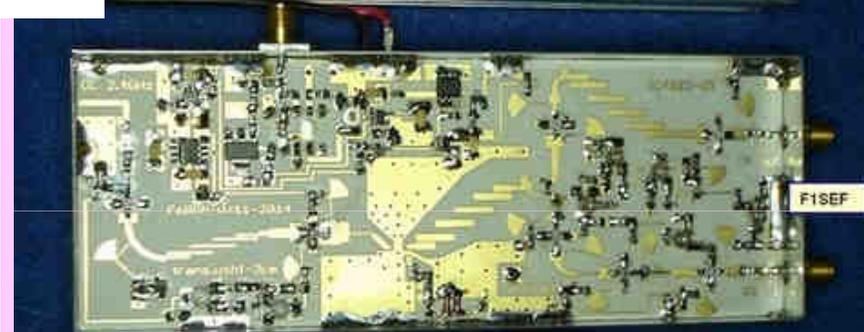
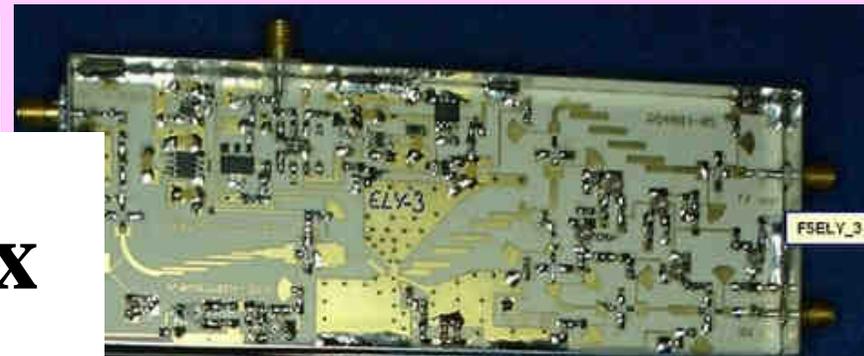


Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21	10.3750 GHz	12.19 dB	

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

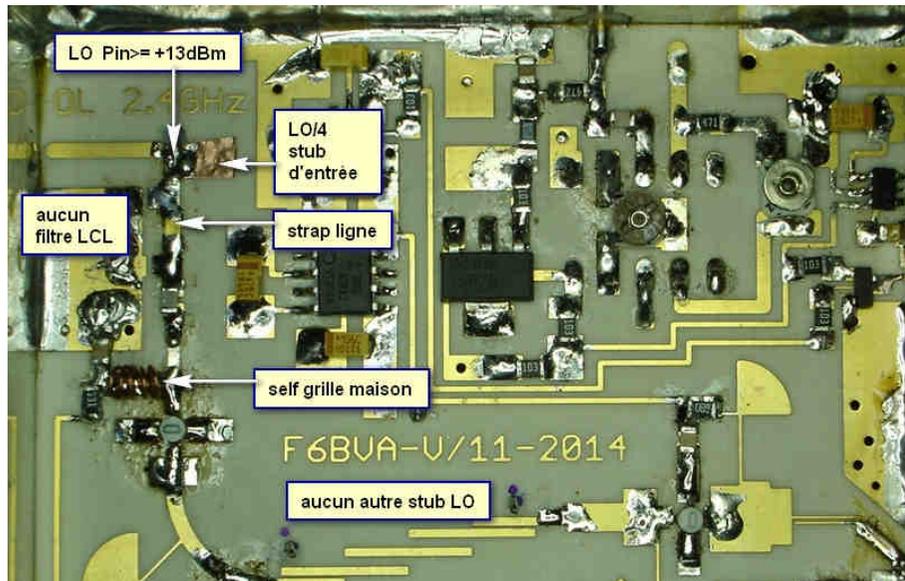
6- Conversion totale Rx

Mesures de conversion Rx + améliorations
apportées sur 14 exemplaires différents



+ F1LPV, F1JWJ, F4CKC_2, F5MTZ, F5BVJ, F4GVF, F2CT, F4FSD, F1DFY, etc : **21 transverters en sept 2017**

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



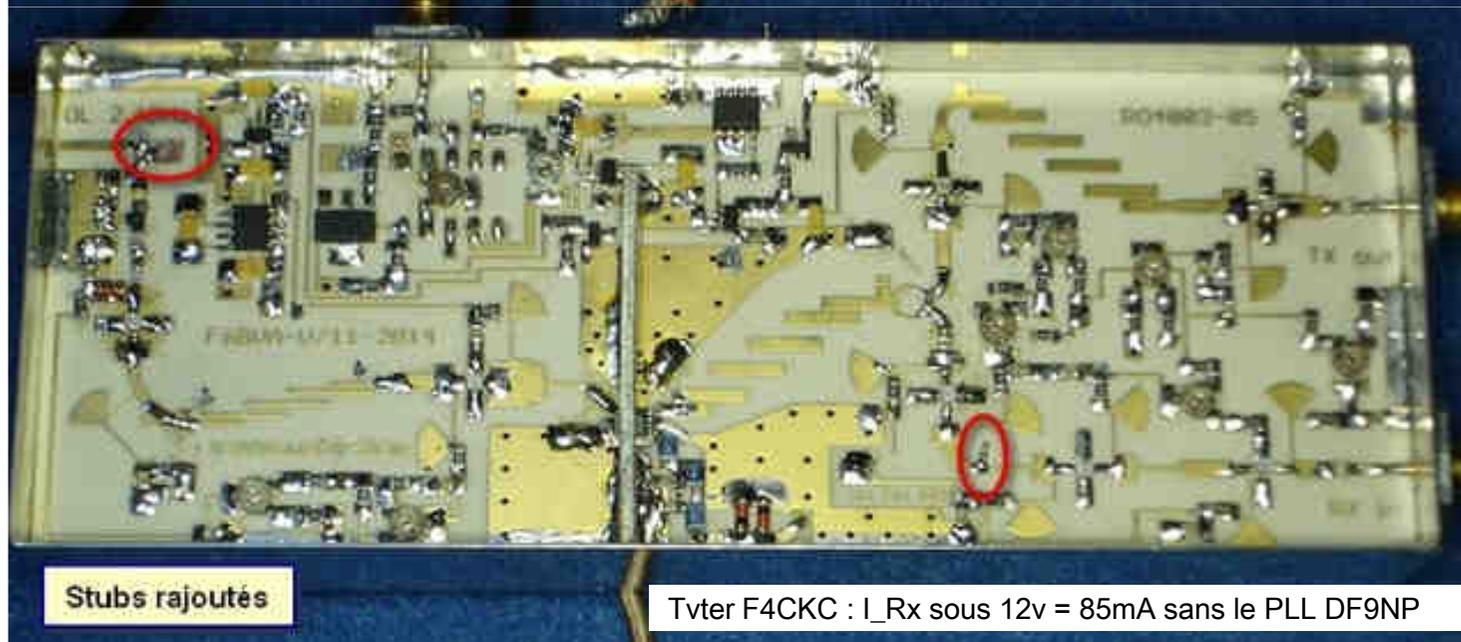
Simplifications sur l'entrée du multiplicateur LO/4

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 ?

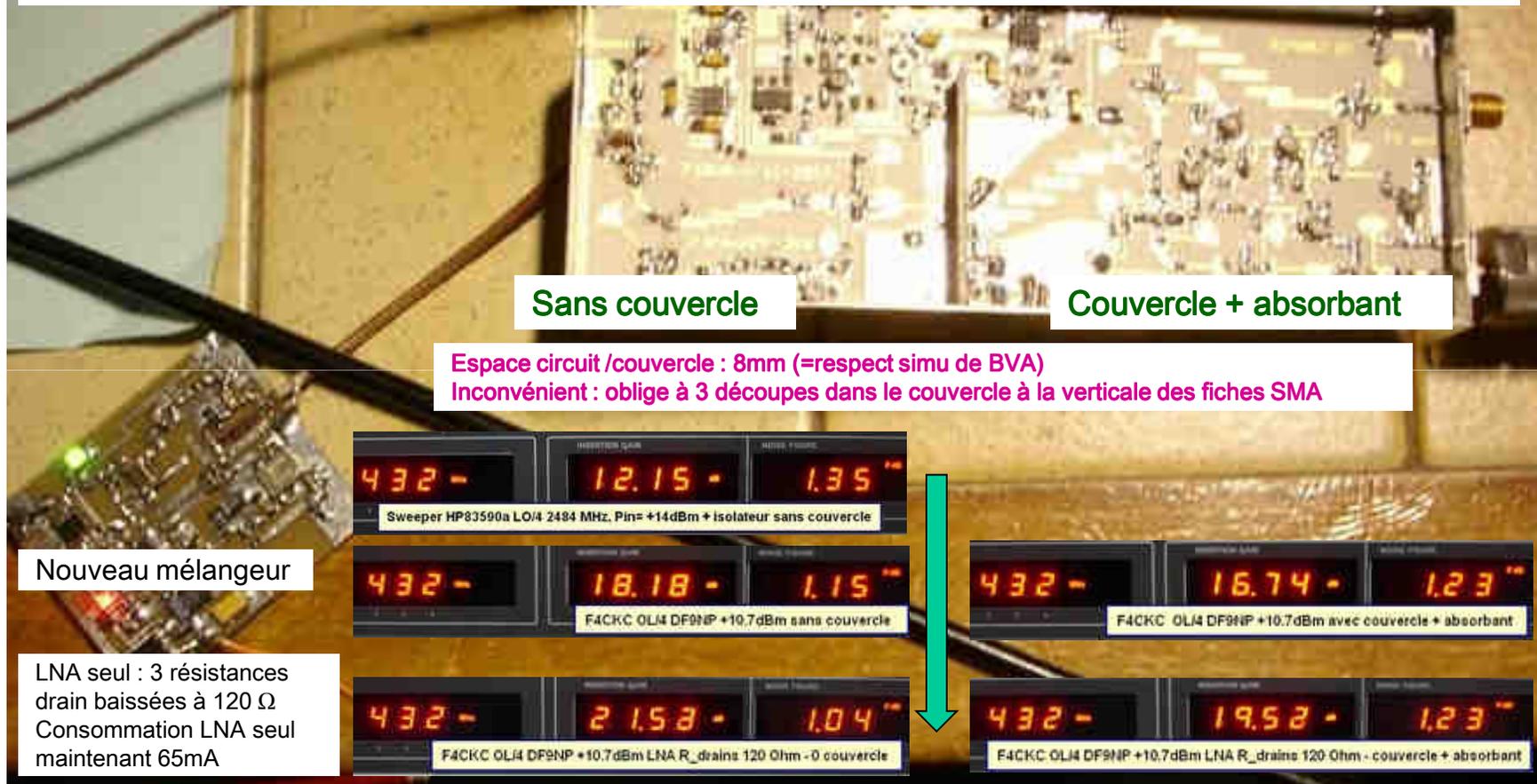


Transverter F4CKC : mesures Rx avec LO/4 DF9NP

-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 !

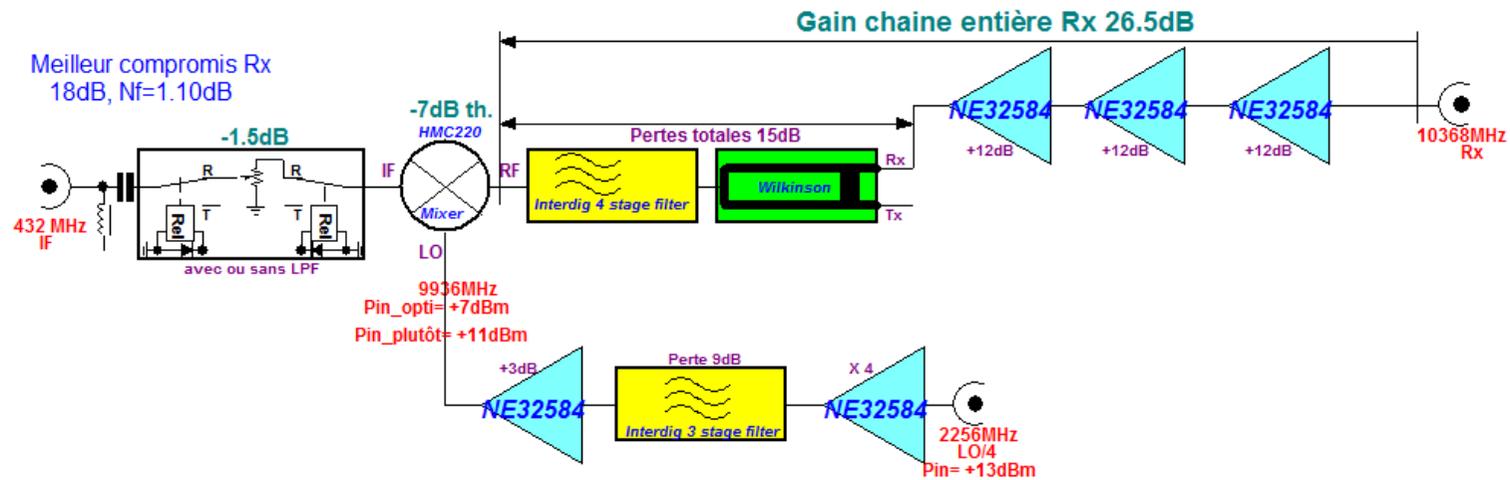
-c/ LNA et ses 3 résistances drain abaissées à 120 Ω



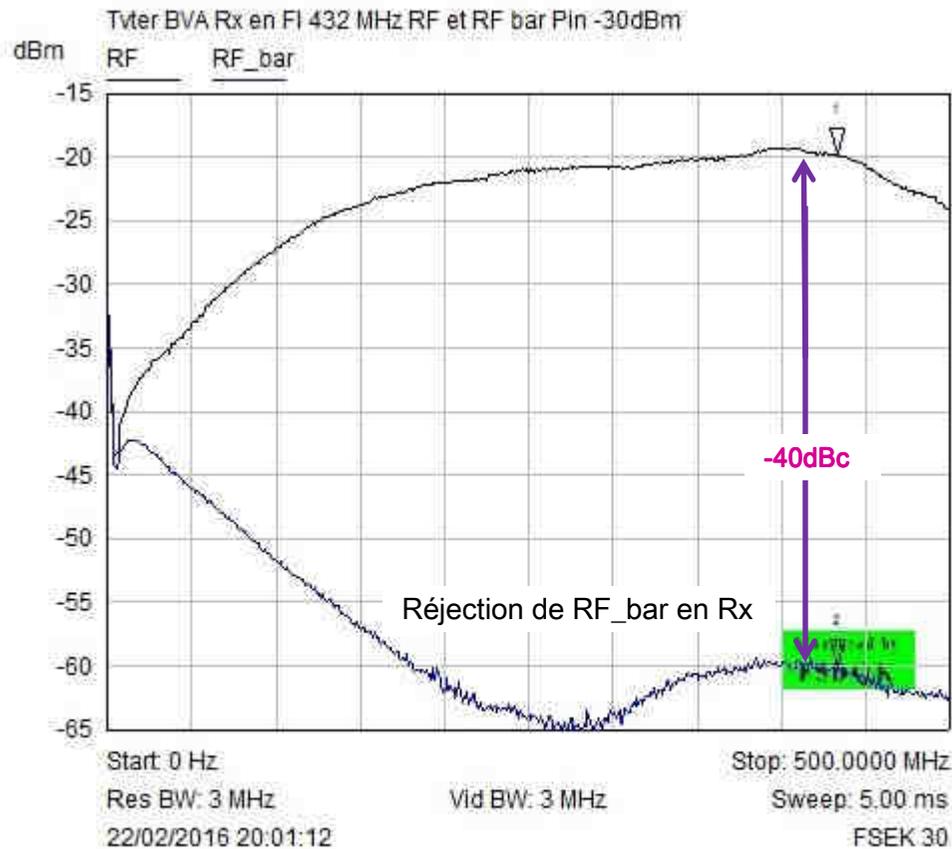
Conclusion avec ce nouveau mélangeur monté :

- 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



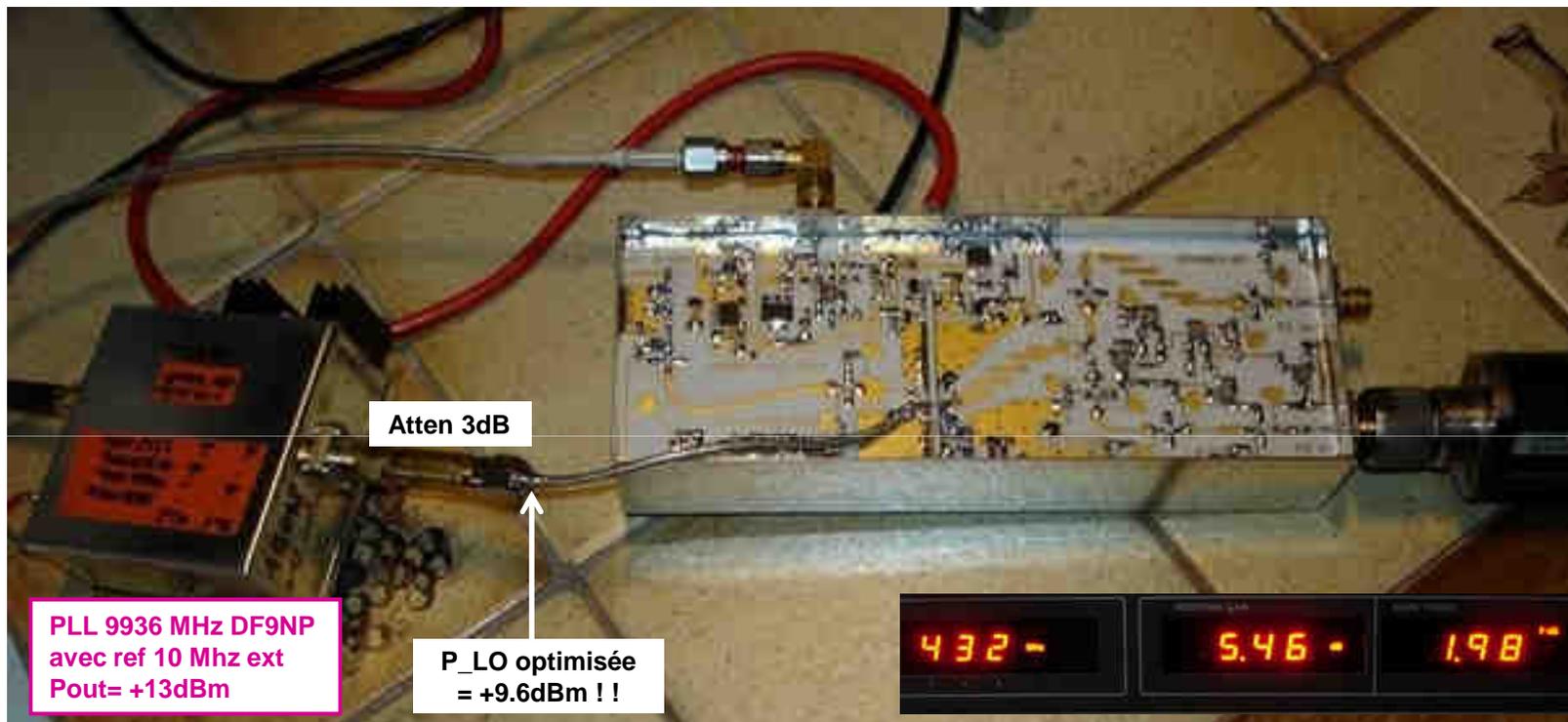
Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
∇	RF	432.8657 MHz	-19.81 dBm	10368 MHz
∇	RF_bar	432.8657 MHz	-60.03 dBm	9504 MHz

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 interdigté) douteuse ?

Les essais à postériori 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

Couvercle + absorbant

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

Etat initial avant stubage

9.8dB, Nf=1.8dB



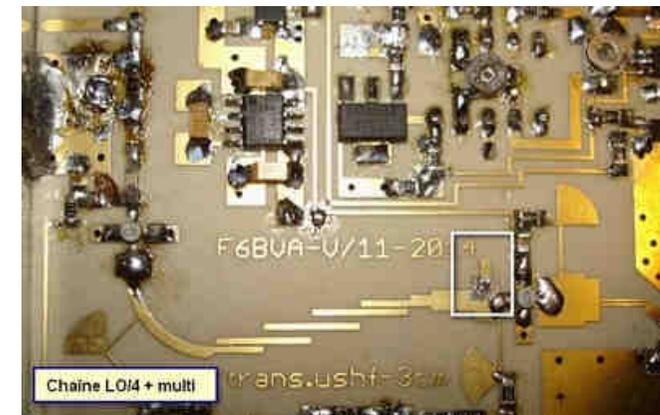
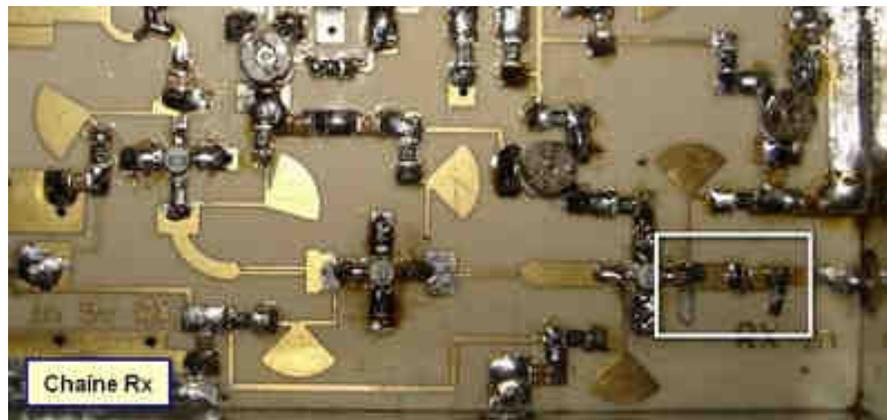
+2 stubs chaîne Rx



+1 stub buffer LO



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



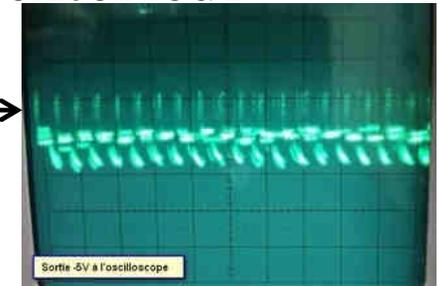
**NB : vérifier initialement la résistance drain/source de chaque Fet GaAs à l'Ohmmètre avant soudure définitive
6 < Rds < 9 Ohm**

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

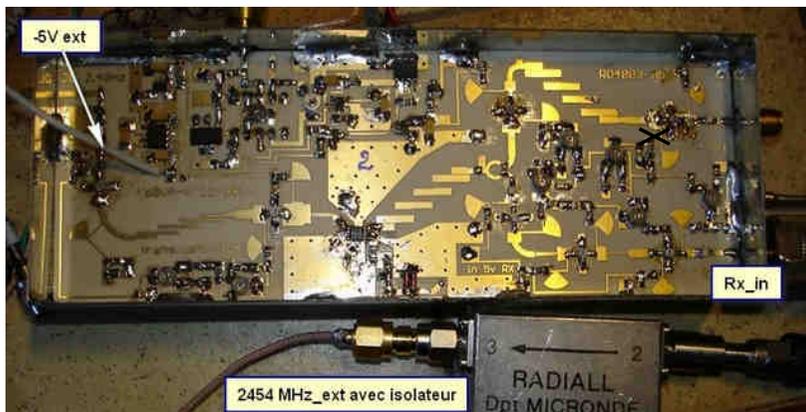
Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 12mm



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

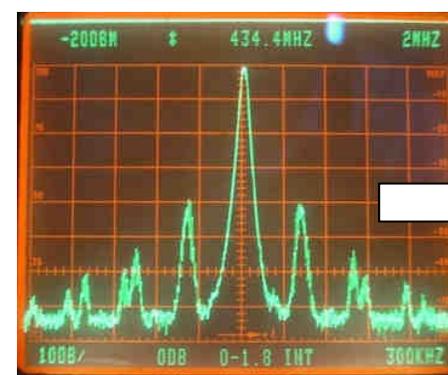


LNA seul : 3 résistances drain
 baissées à 120 Ω
 Consommation LNA seul
 maintenant 65mA



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 65mA



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



- LNA 1^{er} étage : nouveau FET
prov. Rotta
- HMC220 prov. Mouser



Absorbant hyper uniquement sur
polars grille LNA



Couv. sans
absorbant !

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

Couvercle + absorbant

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



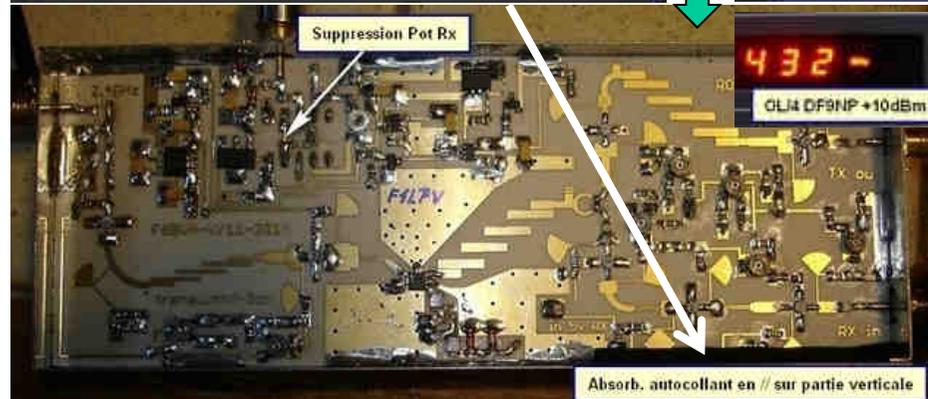
Meilleur compromis
avec OL/4 extérieur



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



Contrairement au modèle
F4CKC, malgré
l'espace 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



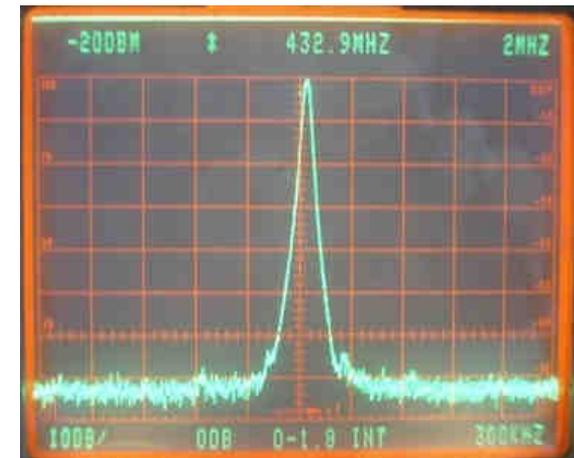
LNA seul : 3 résistances drain
 baissées à 120 Ω
 Consommation LNA seul
 maintenant 65mA



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

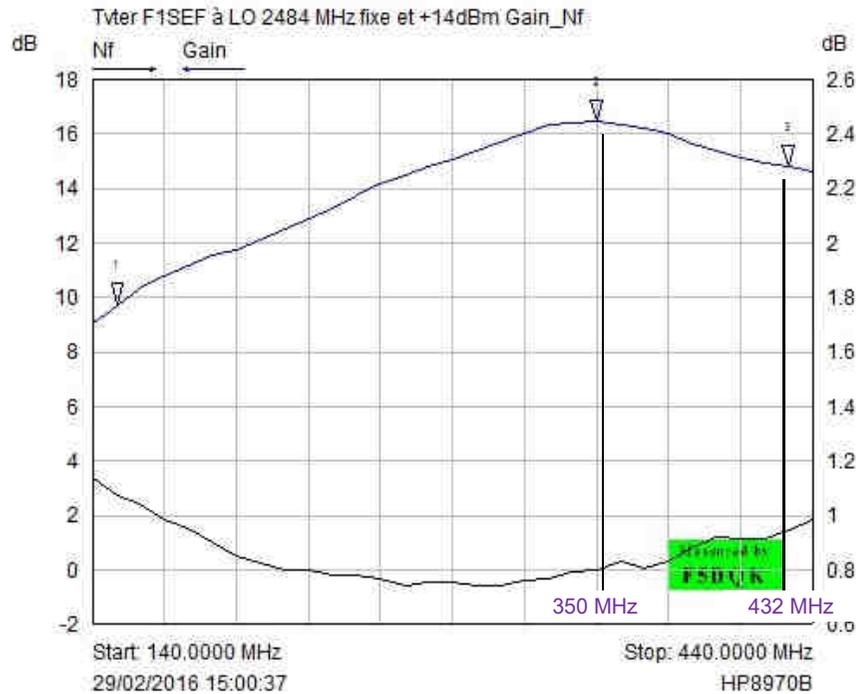


Ainsi qu'à IF= 1300 MHz (sans filtre IF)



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 $Nf_{min} \leq 0.8dB$!!

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

Tvters F1JWJ et F4CKC_2 : manipes initiales

1/ F1JWJ → réparation initiale du LNA:

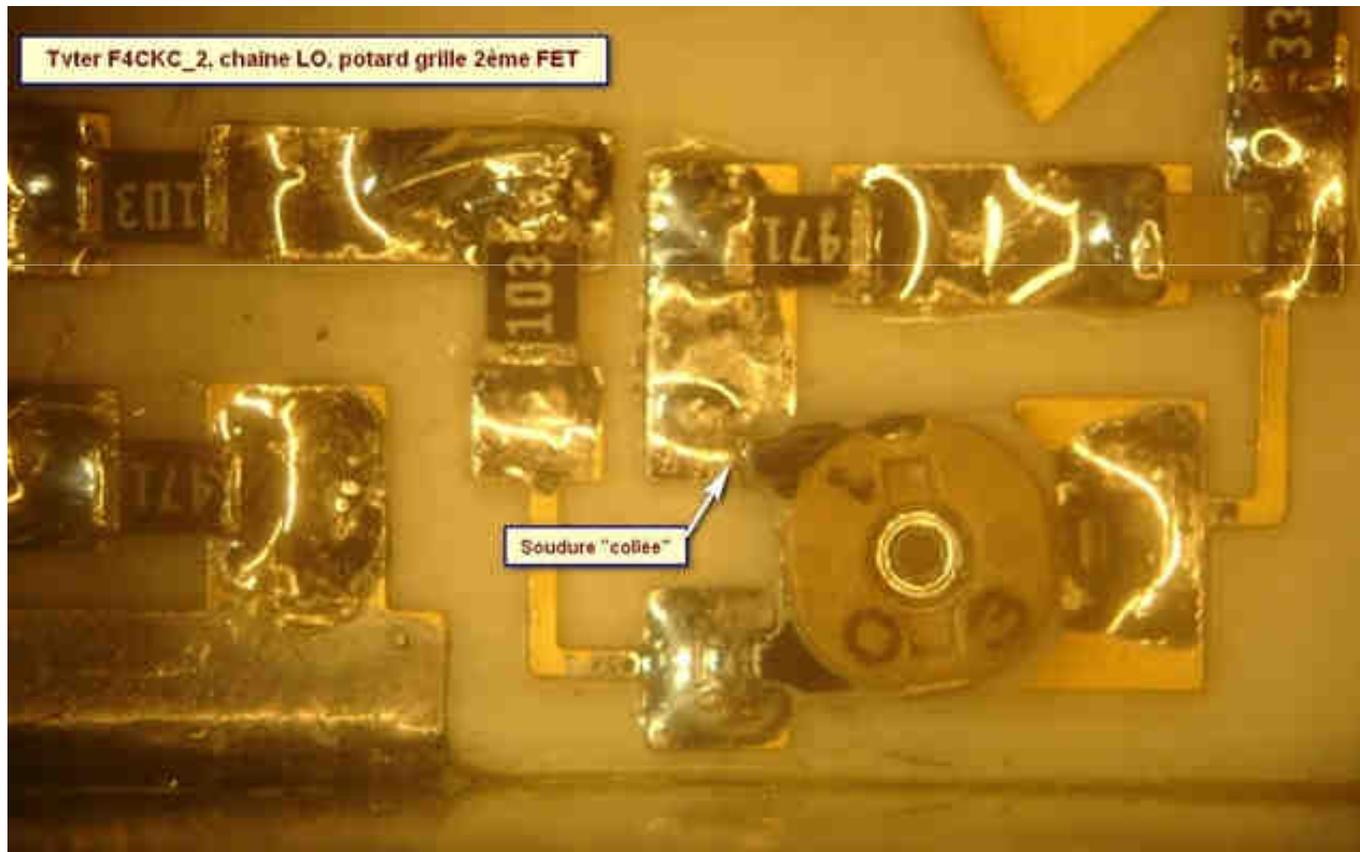
Substitution du 2^{ème} FET ($R_{ds} = 14.2 \text{ Ohm}$) par un FET neuf à $R_{ds} = 8.2 \text{ Ohm}$

Dessoudage de la plaque de séparation au-dessus du mélangeur, puis du mélangeur lui-même

2/ F4CKC_2:

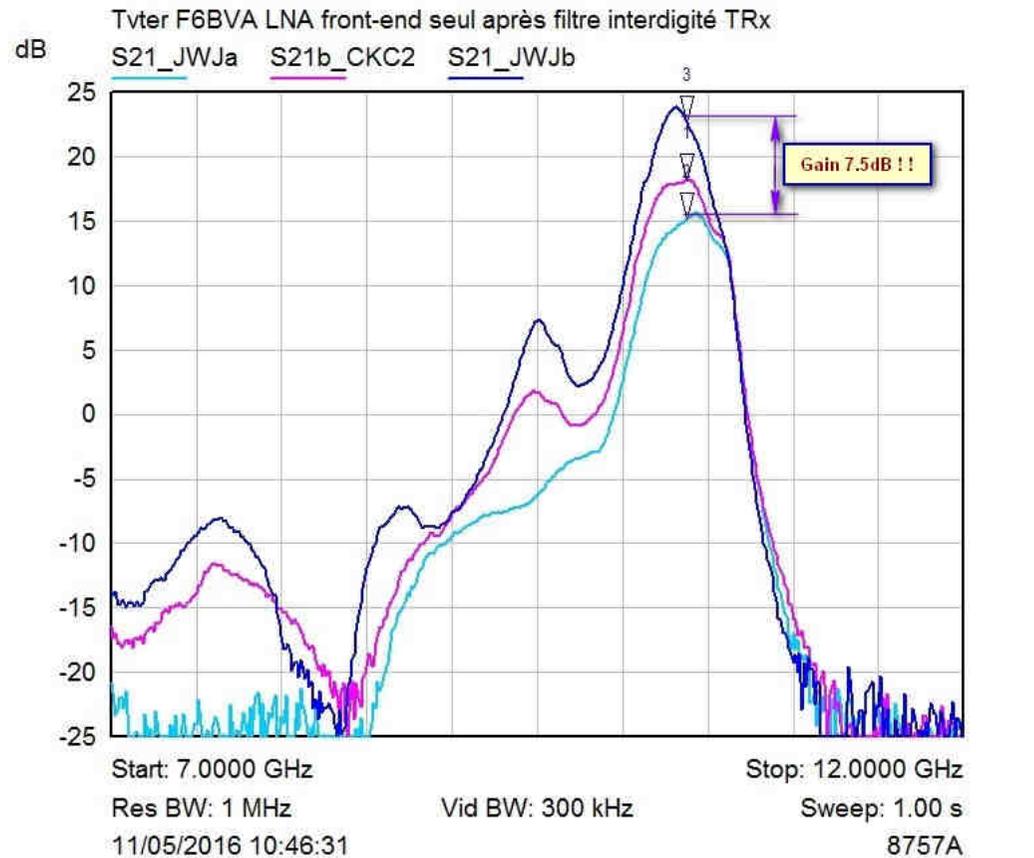
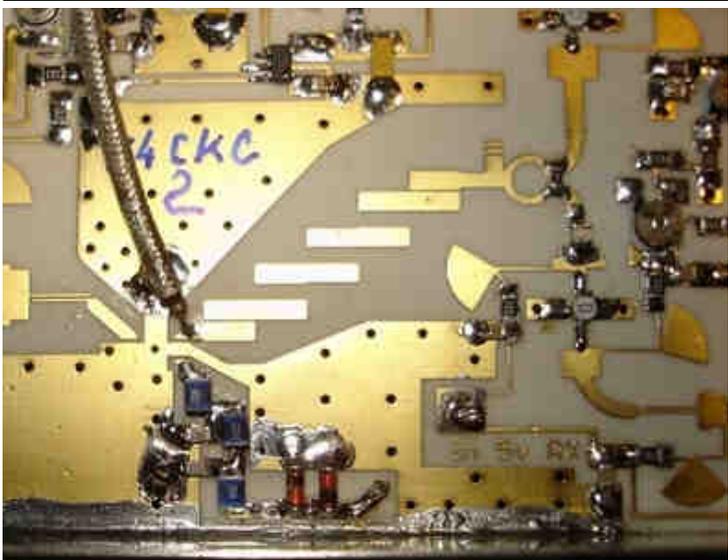
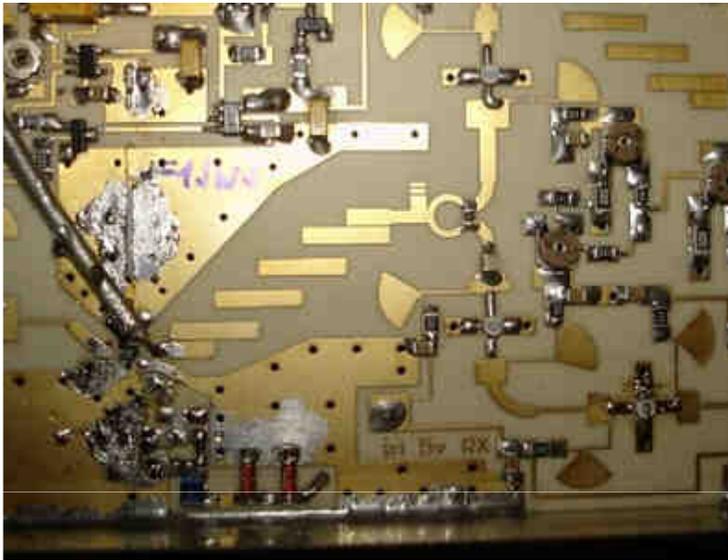
Potard grille du buffer LO : problème initial de contact intermittent

NB : avant soudure définitive, tous les FETs de l'exemplaire F4CKC_2 ont été initialement triés en DC ($6 \Omega \leq R_{ds} \leq 9 \Omega$)



Tvters F1JWJ et F4CKC_2 : mesure (chaîne RF + filtre TRx)

Mesure large bande de chaque ensemble (LNA front-end + filtre interdigité Trx)

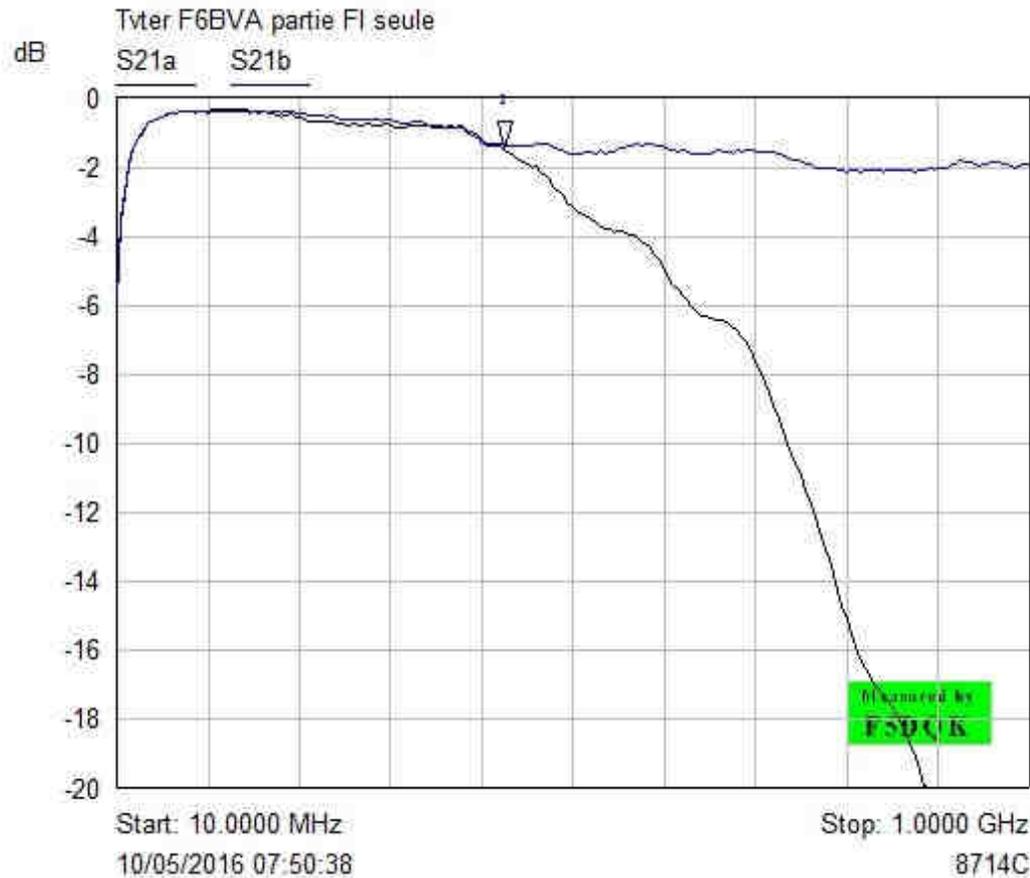


Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	S21b_CKC2	10.3750 GHz	18.19 dB	F1JWJ_Rdrains 330 Ohm
2	S21_JWJa	10.3750 GHz	15.15 dB	F4CKC_Rdrains 330 Ohm
3	S21_JWJb	10.3750 GHz	22.70 dB	F1JWJ_Rdrains 110 Ohm

Tvters F1JWJ et F4CKC_2 : mesure chaîne FI seule

Pour vérification (on ne sait jamais) !

Perte strictement identique à 432 MHz, avec ou sans filtre LPF → raison de plus pour ne pas le câbler



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
∇	S21a	430.7500 MHz	-1.50 dB	F4CKC_2
∇	S21a	430.7500 MHz	-1.50 dB	F1JWJ sans filtre IF PB

Tvters F1JWJ et F4CKC_2 : briques et résumé de mesures RF

1/ Ensemble (LNA 3 étages front-end + filtre interdigité) seul :

- F1JWJ : gain 18.2dB

-F4CKC_2 : gain 15.2dB avec Rdrains 330 Ohm
gain 22.7dB avec Rdrains 110 Ohm

2/ Chaîne multiplicatrice LO/4 seule

F1JWJ Pin LO/4 = +10dBm → LO_out seule = +8dBm

Fet1 -0.44V / +1.11V

Fet2 -.054V / +3.2V

F4CKC_2 Pin LO/4 = +9dBm → LO_out seule = +6.5dBm

Fet1 -0.09V / +1.63V

Fet2 -.065V / +3.47V

3/ Chaîne FI seule après mélangeur (avec ou sans LPF + coax + relayage) : 1.5dB sur chaque exemplaire

4/ en émission avec 432 MHz in :

F1JWJ « reporté »

F4CKC_2 1W_in → Pout = +8.6dBm

2W_in → Pout = +10.1dBm

Transverter F4CKC_2 : conversion Rx avec LO/4 extérieur 1/2

Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 10.7mm

1^{er} essai



+2 stubs sur LNA



+2 stubs côté LO

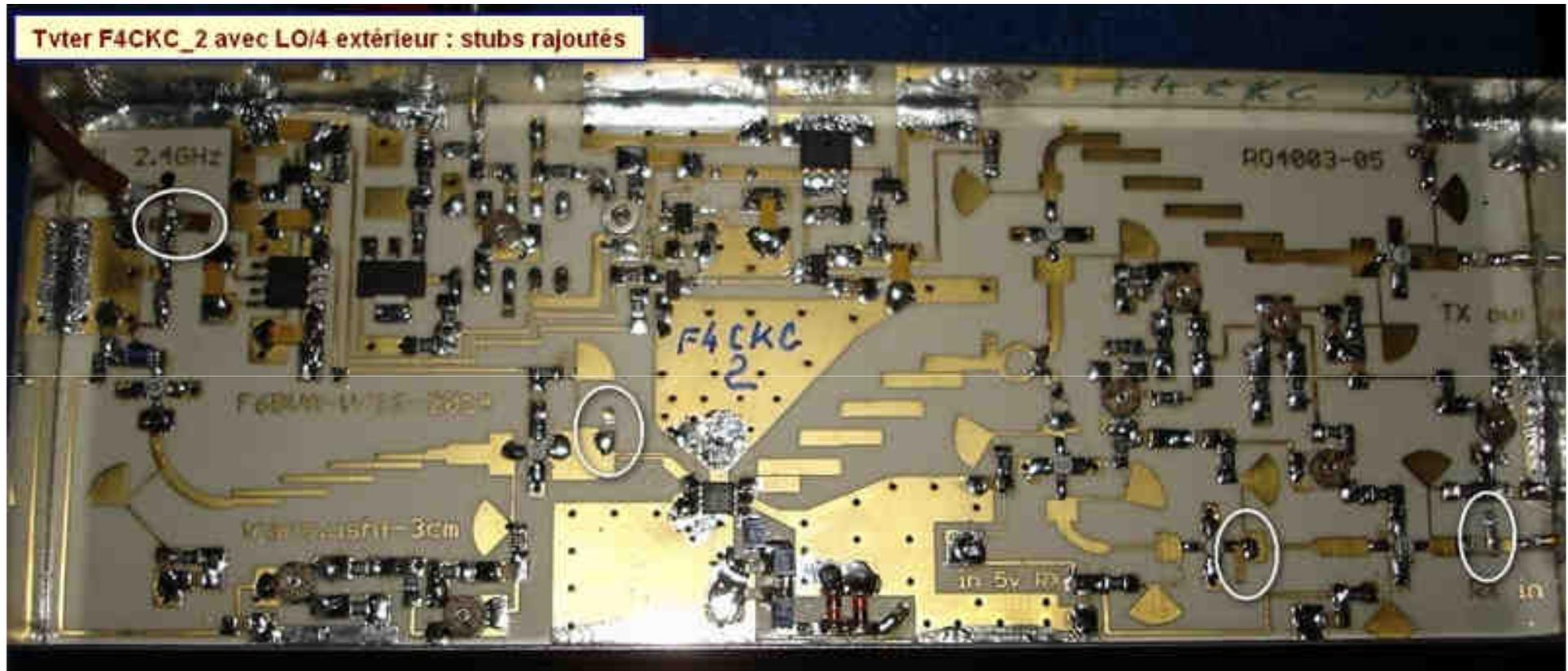


LNA seul : 3 résistances drain baissées à 130 Ω au lieu de 330 Ω



Transverter F4CKC_2 : conversion Rx avec LO/4 extérieur 2/2

Indication des endroits de stubage



Déjà le gain de l'ensemble front-end (LNA seul + filtre) est plus petit de 3dB par rapport à celui de F1JWJ
Dans les 1ers essais, ce manque de gain de conversion initial a alors lourdement affecté le Nf total résultant

Transverter F2CT avec OL/4 DF9NP interne

Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 9mm

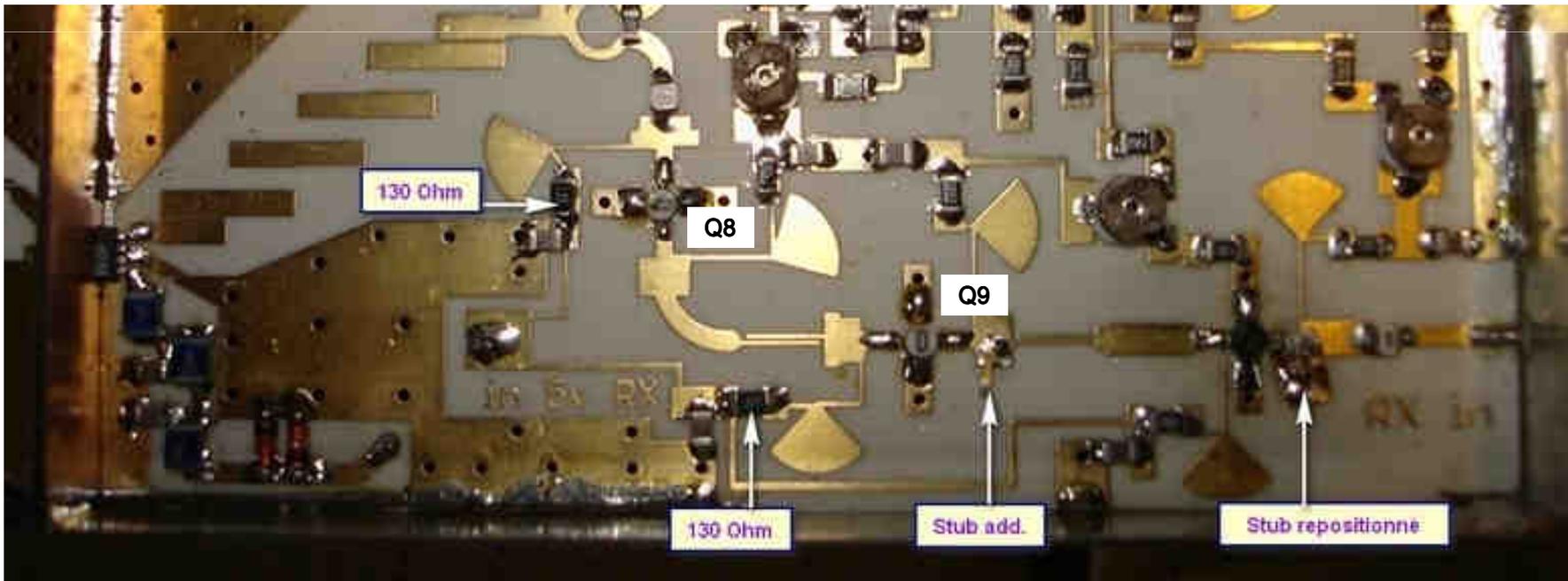
A réception



LNA seul : 2 dernières résistances drain baissées à 120 Ω au lieu de 330 Ω



Stubage légèrement revu



Transverter F1JWJ : conversion Rx avec LO/4 extérieur 1/3

NB : F1JWJ = « cata » → 1ers essais de conversion RF avec LO/4 extérieur

P_LO/4 opti = vers +8dBm

Gain de conversion Rx mesuré : seulement -30dB !!!

Etude initialement effectuée brique par brique, sauf le mélangeur
Specs des briques RF et LO pourtant bien plus prometteuses que sur
l'exemplaire F4CKC_2

- Stubage additionnel sur chaîne LO
 - Substitution du mélangeur par un nouvel exemplaire neuf
pourtant, mesures de conversion Rx toujours catastrophiques
- **résultat pour le moment totalement incompréhensible !**

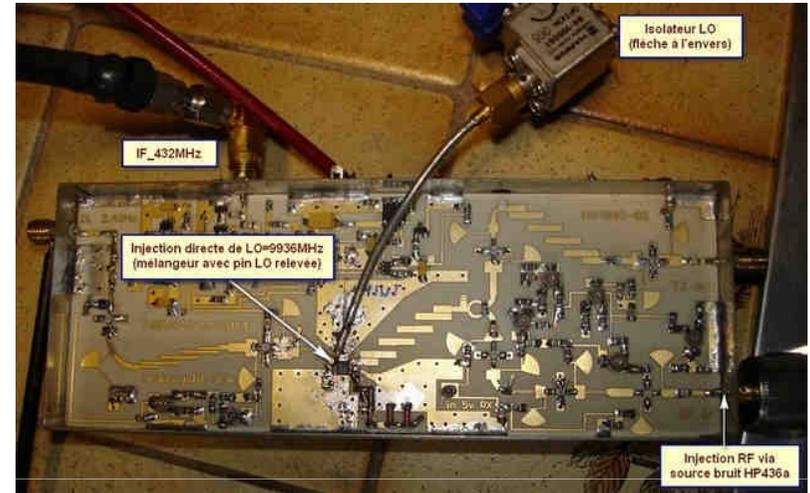
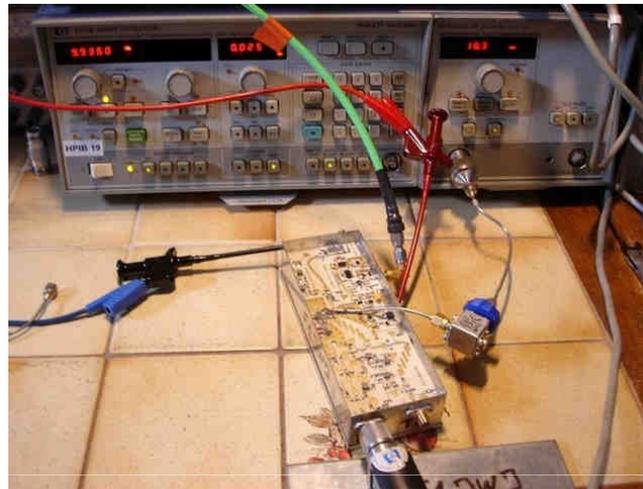


Transverter F1JWJ : conversion Rx avec LO direct extérieur 2/3

Apport du LO=9936MHz directement sur le mélangeur, en l'isolant par rapport à la piste du buffer LO initial
 Visualisation du couple de conversion gain/Nf en fonction de la puissance de LO injectée



LO = 9936MHz
directement



Conclusion :

- Même une injection directe de 9936MHz, pourtant à +18dBm (maximum du tiroir sweep), ne suffit pas à monter le gain de conversion à une valeur convenable
- L'injection dB par dB indique que P_LO=+18dBm ne suffit toujours pas (puissance maxi possible avec ce tiroir HP)
- Ce couple maximal de 9.4dB, Nf=1.9dB à P_LO= +18dBm indique que la seule faute en revient entièrement au **mélangeur utilisé, totalement hors spec** (P_LO_opti_usine du mélangeur = normalement +10dBm)

Donc la substitution par un autre mélangeur neuf reste toujours une vraie loterie impossible à vérifier sans le tester initialement en RF avec un handler approprié!

Sa **perte à +18dBm d'injection** devient $22.7 - (9.4 + 1.5) = 11.8\text{dB}$
 Avec le multi initial LO/4 (Pout= +6.5dBm de LO, page précédente), la perte du mélangeur seul passe à $22.7 - 5.25 = 17.45\text{dB}$!



↓
**Spec mélangeur :
 perte usine 7dB !**

Transverter F1JWJ avec mélangeur HMC220 Mouser 3/3

Après qualification des briques LO seule et (LNA+filtre interdigité) seul, il fut temps de substituer son mélangeur mort par un mélangeur provenance Mouser et également préalablement qualifié (perte effectivement mesurée 7.5dB à RF=9 GHz)

LO/4 = sweeper HP8350 + tiroir HP 83525a 10MHz – 8.4GHz + isolateur
Progression obtenue petit à petit

Sans couvercle

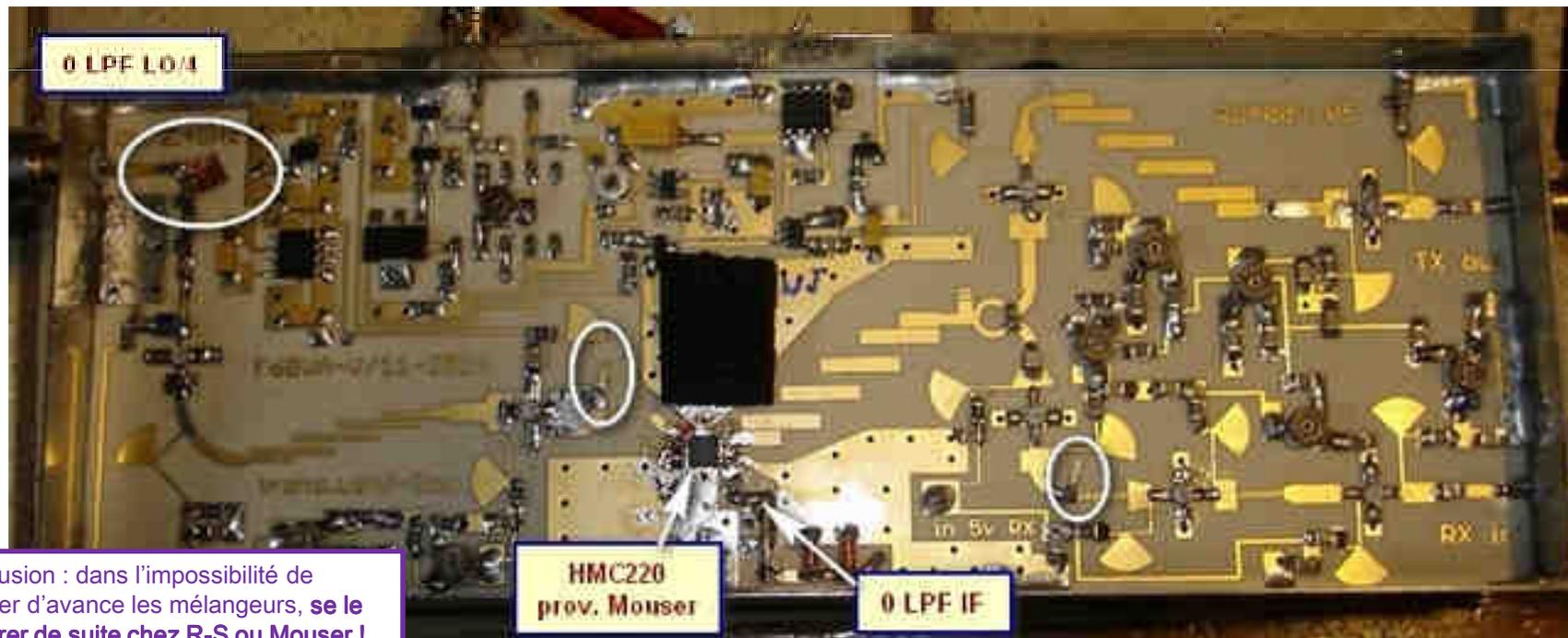
Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle de 9.5 à 9.6mm

LNA seul : 3 résistances drain baissées à 120 Ω au lieu de 330 Ω



Je n'ai pas eu la patience de substituer le FET 1^{er} étage Rx, en vue de gagner en Nf



Conclusion : dans l'impossibilité de qualifier d'avance les mélangeurs, se le procurer de suite chez R-S ou Mouser !

Octobre 2017 - F5DQK

Transverter 10 GHz F6BVA vers. 2d

Transverter F4GVF avec mélangeur HMC220 normal

LO/4 de 2484 MHz fixe prévu pour IF=432 MHz
P_LO/4 fixe = +13.2dBm

Conversion Rx avec LO/4 sweep extérieur



Conversion Rx avec (LO/4 DF9NP et OCXO 10 MHz extérieur)

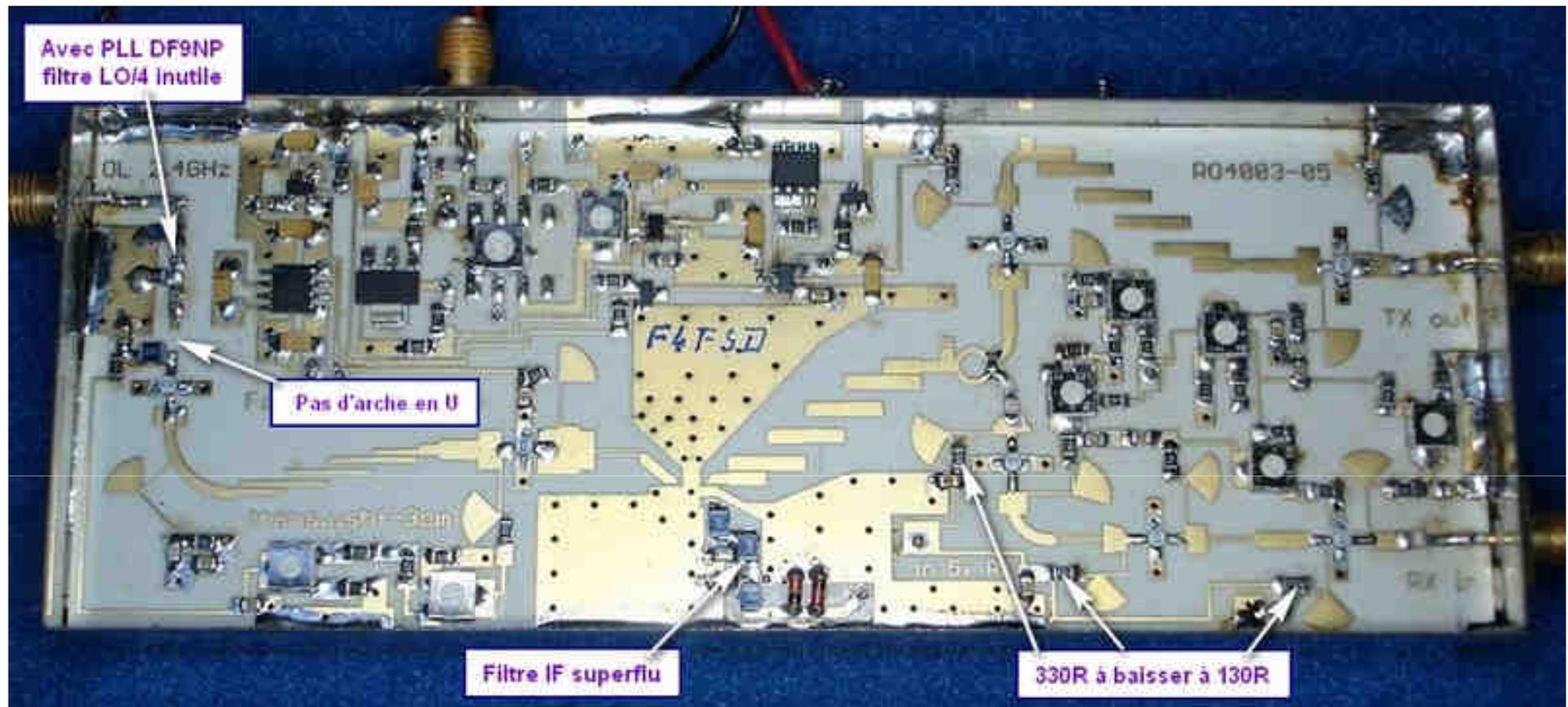


Conclusion : substituer le 1^{er} FET Rx par un modèle moins bruiteux

Conversion Rx



Transverter F4FSD : inspection visuelle + 1ers tests DC



Contrôle DC obligatoire initial drain/source des 7 FETs : $6\Omega < R_{ds} < 9\Omega \rightarrow$ all OK

seul le FET du buffer LO présente 8.3Ω

Contrôle tensions +5V Rx et pompe négative -5V \rightarrow all OK

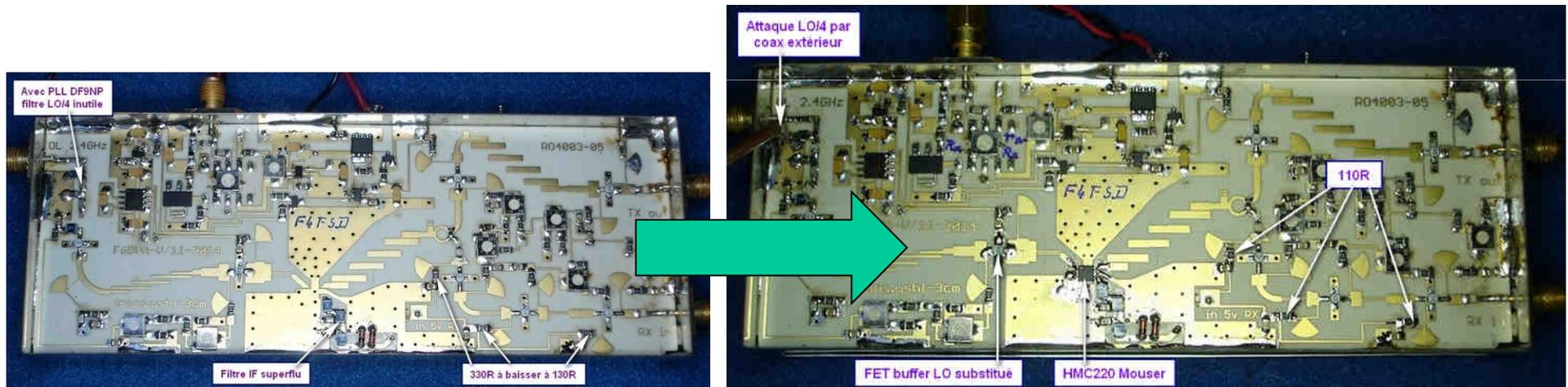
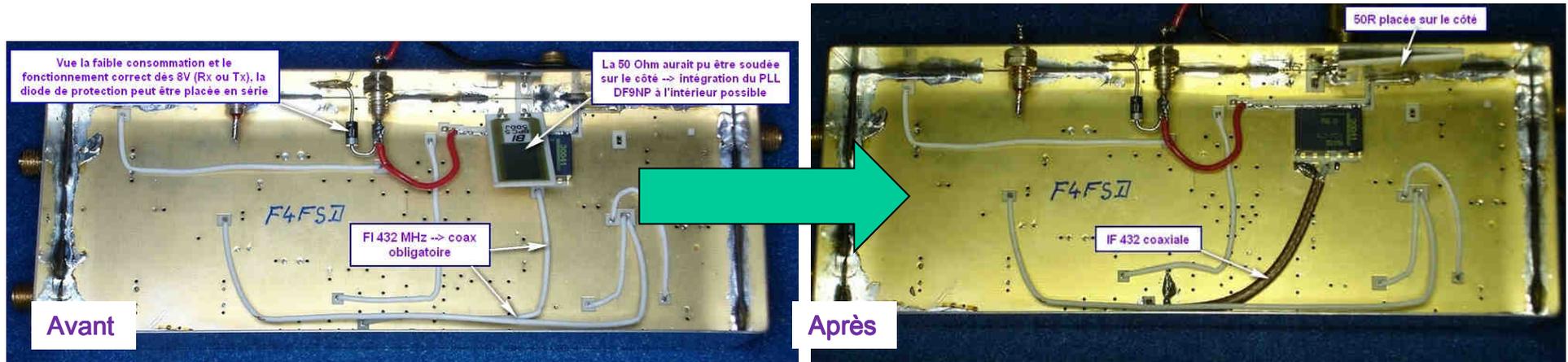
Contrôle tensions sur toutes les grilles : initialement ajustées arbitrairement vers -1.5V \rightarrow all OK

Compatibilité Tx à la DB6NT par injection d'environ +1.5V sur la SMA IF \rightarrow non fonctionnelle !

Recherche de la fonctionnalité PTT normale \rightarrow non trouvée

Liaison IF_out vers relais assurée par fil \rightarrow **câble coaxial impératif !**

Transverter F4FSD : modifications incontournables



Filtres LO/4 et FI finalement conservés

Transverter F4FSD : opérations et 1ères constatations

a/ Mélangeur HMC220 et test RF non destructif

En test-jig + pince à linge de fixation avec :

LO = 8.5 GHz +7dBm < P_{lo} < +13dBm

RF = 9.0 GHz Prf = 0dBm

IF = 500 MHz sur analyseur de spectre

-1 Mélanger Mouser : LO_{opt} = +8dBm, perte de conversion 8dB

-2 Mélangeur fourni (non monté) : LO_{opt} = +12.5dBm, perte de conversion 12dB → **plus mauvais de 4dB que le Mouser !**

→ *Substitution du HMC220 UT-Source par un Mouser*

b/ Intervention sur ensemble multiplicateur

Ensemble multiplicateur LO/4 :

- C-C entre piste vers SMA LO/4 et piste à 90° effectué

- **Arche en U à l'entrée du multi x4 effectuée et soudée**

c/ Attention aux soudures sèches !

Une inspection sous bino donne l'impression que 2 alliages différents en étain ont été utilisés, ou bien que le transverter a été câblé par deux personnes différentes

d/ Embase SMA femelle LO/4 : pas de contact DC entrée / sortie ! !

Opération très chronophage pour élucider ce problème - - jamais rencontré ! !

Un coup d'Ohmmètre E/S indique une **résistance infinie**

Ce n'est heureusement pas le cas sur les 3 autres embases SMA montées/soudées

Souder le coax d'amenée LO/4 directement à l'intérieur résout alors le problème !

Au lieu de P_{LO/4} >= +17dBm, +10dBm suffisent maintenant

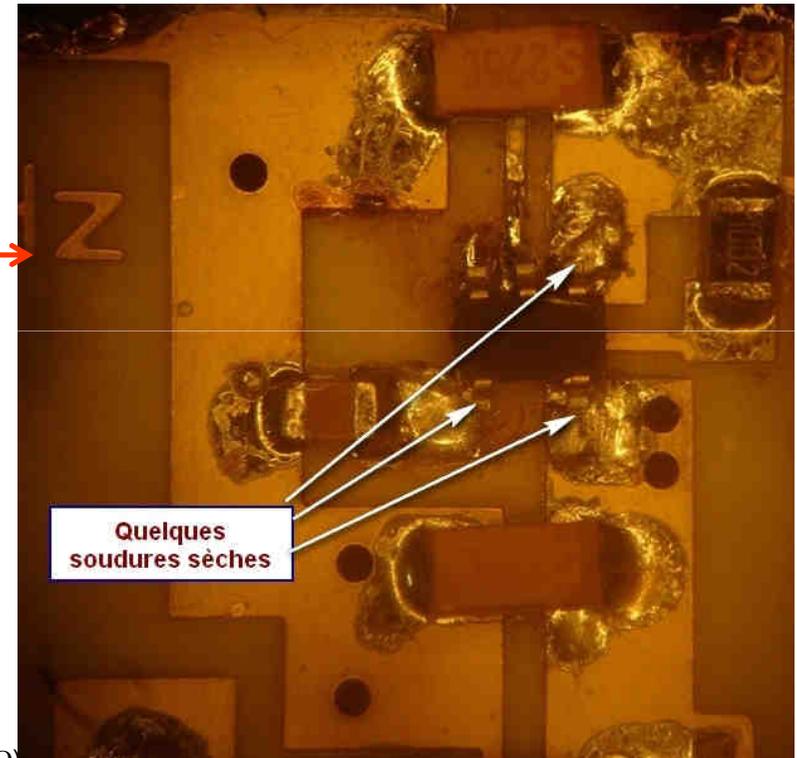
e/ Soudure HMC220 UT-Source et 1ers tests de conversion RF → IF

-LO/4 = 2284 MHz Pol variable

-RF = 10368 MHz Prf = -20dBm

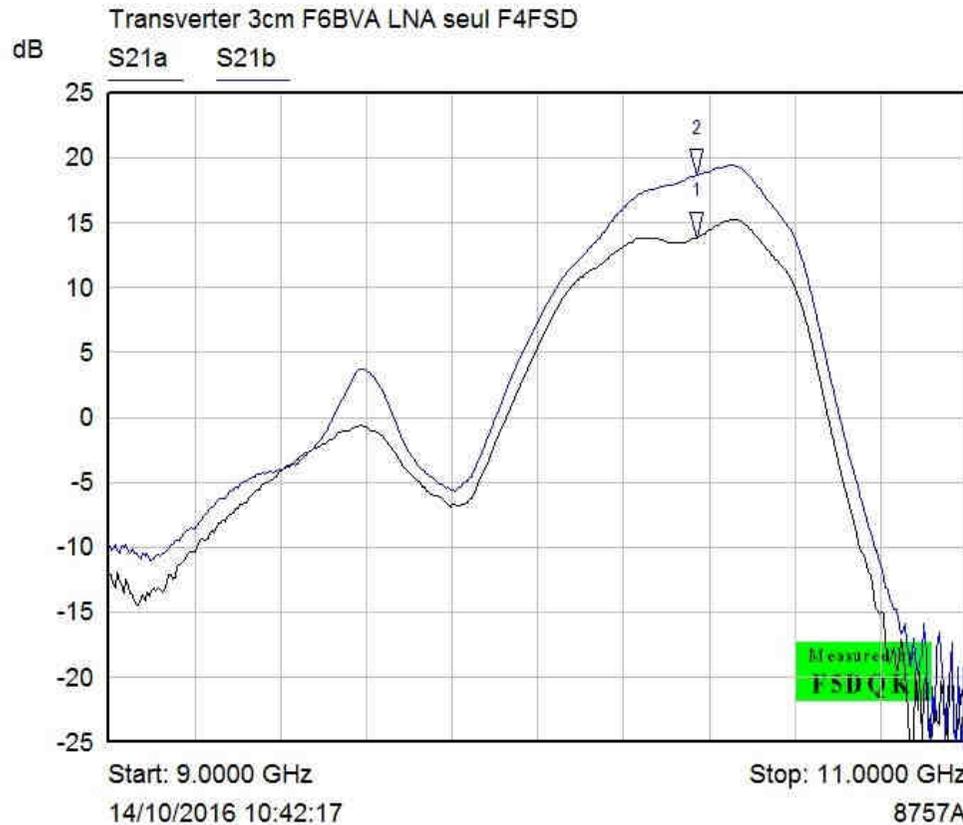
Règlage potard grille du FET buffer à fond → FET à bout de souffle, à remplacer (R_{ds} = 8.3Ω)

Substitution du FET buffer par un neuf → bien meilleure plage de réglage du potard grille pour obtenir P_{max_LO}, au lieu d'être obtenue à I_{d_max}



Transverter F4FSD : LNA seul + filtre interdigité TRx

Substitution des 3 résistances drain LNA 330Ω par des 120Ω → gain nettement meilleur mais **loin des 25dB escomptés !**



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	S21a	10.3700 GHz	13.84 dB	Rds 330 Ohm gain insuffisant
2 ▾	S21b	10.3700 GHz	18.64 dB	Rds 120 Ohm

Transverter F4FSD en Rx : conclusion en Rx

- Embase SMA LO/4 : à substituer impérativement
 - Liaison IF au dos du CI → coax incontournable
 - Buffer LO et substitution du FET → plage de fonctionnement maintenant correcte
 - HMC220 Mouser → 4 dB de mieux sur son gain de conversion
- Optimisation du couple gain/bruit maintenant obtenue entre +7 < LO/4 < +11 dBm (génér RF HP8350) → chaîne LO au comportement maintenant correct

Sans couvercle

Espace circuit /couvercle de 6.7 à 7.5mm (simu BVA = 8mm)



→ Chaîne RF actuelle seule avec gain insuffisant de 18.5 dB
 → prévoir substitution d'au moins les 2 premiers FETs UT-Source par des (FETs UT-Source de 3^{ème} ou 4^{ème} choix, et mélangeurs HMC220 hors spec)

LNA : deux 1ers FETs substitués + stubage côté fiche SMA Rx_in



LNA : + 2^{ème} stubage sur grille du 2^{ème} FET



LNA : + 3^{ème} stubage sur grille du 3^{ème} FET et PLL DF9NP +13.2dBm



résultat encore médiocre !

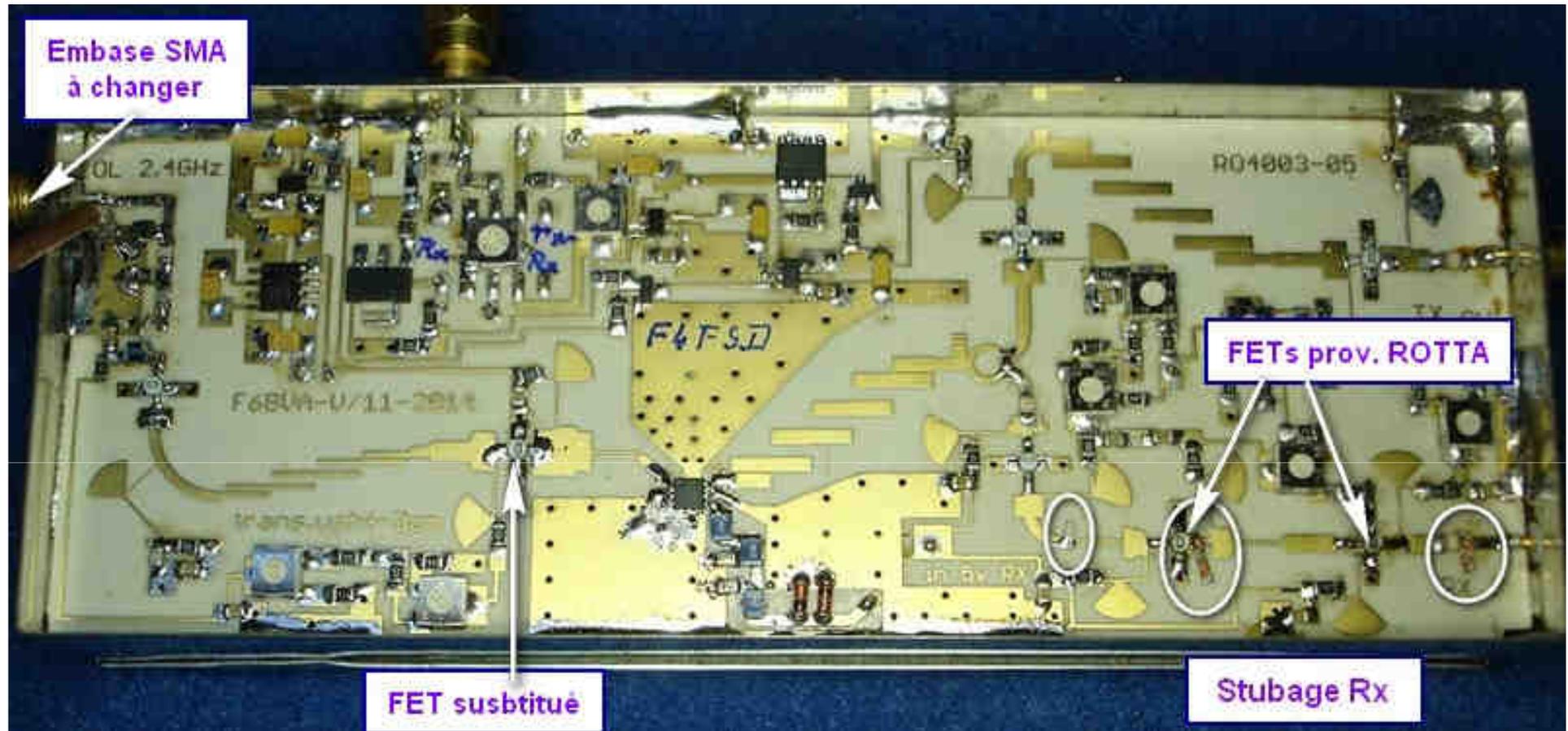
équivalents de provenance ROTTA usine)



Couvercle trop proche !

Par rapport aux FETs de provenance UT-Source, les NE32584C de provenance ROTTA (plaques sat allemandes récupérées) possèdent les bonnes specs initiales usine, ainsi que le bon Ft

Transverter F4FSD et les 3 stubages Rx effectués

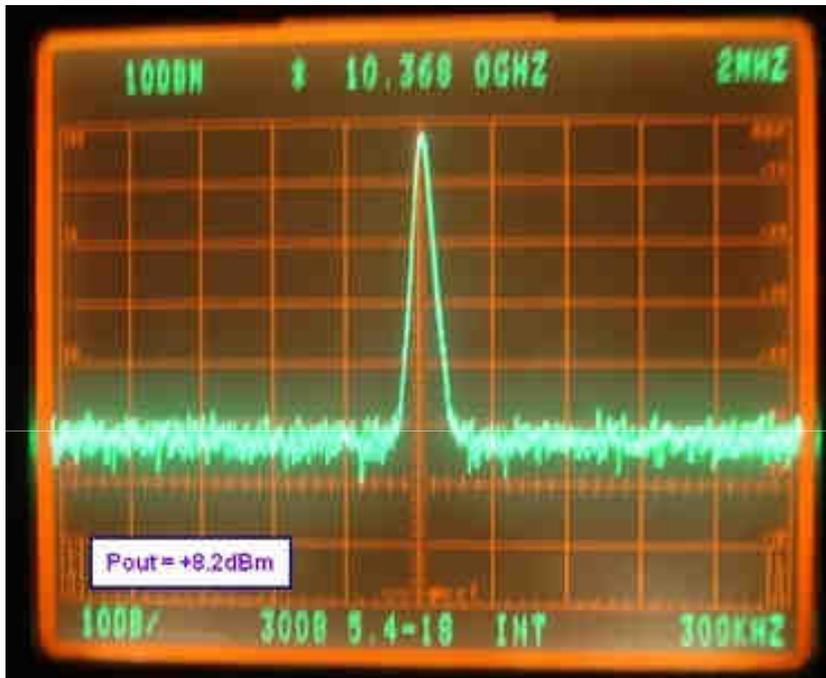


Transverter F4FSD en fonctionnement Tx

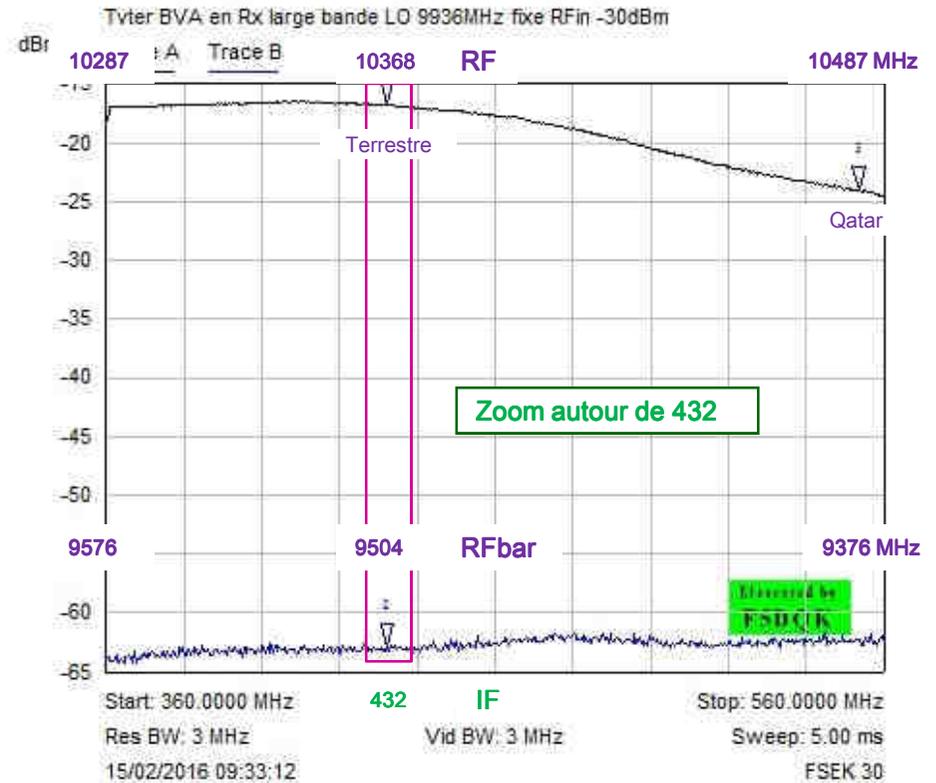
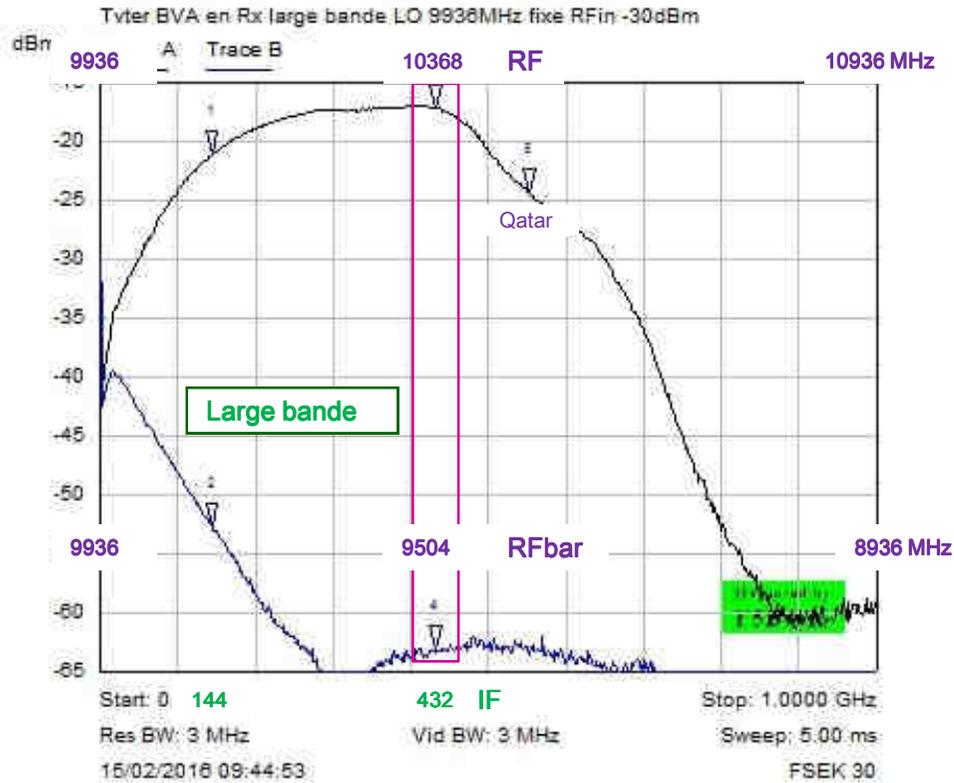
Basculement Tx assuré par VOX HF

Trop long au relâchement (presque 5 secondes), à impérativement raccourcir à moins de 2 secondes

Préférer la commutation Tx à la DB6NT (tension DC superposée)



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 Qatar

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 Qatar

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 !!

PLL LO/4 DF9NP : les 4 fréquences LO/4 retenues

LO/4 (MHz)	LO (MHz)	RF (MHz)	IF (MHz)	Utilisation
2483.5	9934	10368.0	434	BLU, CW
2484.0	9936	10368.0	432	BLU, CW
2512.25	10051	10489.675	432.675	Hailsat
2514.25	10057	10489.675	438.675	Hailsat

Transverter F5MTZ/F5BVJ avec mélangeur HMC220 Mouser

Après qualification des briques LO seule et (LNA+filtre interdigité) seul, il fut temps de substituer son mélangeur mort par un mélangeur de provenance Mouser mais surtout, également préalablement qualifié (perte effectivement mesurée 7.5dB à RF=9 GHz)

LO/4 = sweeper HP8350 + tiroir HP 83525a 10MHz – 8.4GHz + isolateur
 Déroulement de la progression obtenue

Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace circuit /couvercle : 7.5 à 8.8 mm

1^{er} essai

catastrophique : max_gain Rx = 6dB

LNA seul : 3 résistances drain baissées à 130 Ω au lieu de 330 Ω

catastrophique : max_gain Rx = 8.7dB

Caractérisation brique par brique

- Mélangeur HMC220 déjà en place : **perte de 40dB !!** remplacement par un Mouser de perte mesurée 7.5dB
- (LNA + filtre interdigité) seuls : gain 17.4dB
 substitution 1^{er} étage par FET orig. ROTTA : gain 24.5dB

Nul doute le meilleur des 10 exemplaires mesurés

Conv totale Rx
 LO/4 = sweeper extérieur



Conv totale Rx
 LO/4 = PLL DF9NP
 Pout = +12.5dBm



Transverter F1DFY avec mélangeur HMC220 Mouser

Composants utilisés : mélangeur HMC220 préalablement qualifié au QRA, et FETs «non UT-Source» dans la chaîne Rx

a/ mesures en Rx

Sans couvercle

Couvercle + absorbant

Espace moyen circuit /couvercle : 10mm

à réception



in fine T=31°C



in fine T=23°C

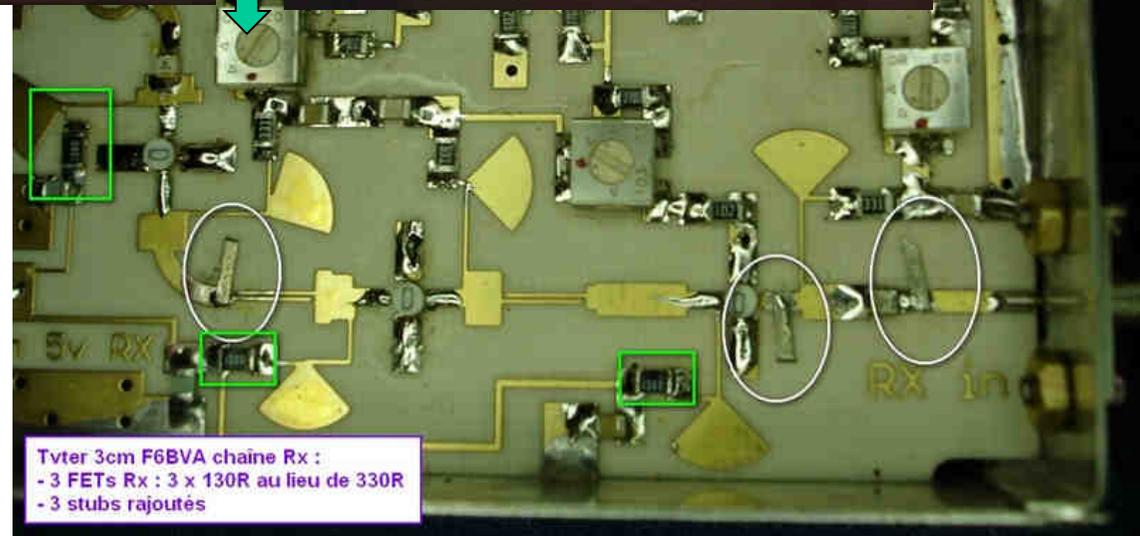


21^{ème} transverter mis au point



b/ mesures en Tx

sans aucun stubage



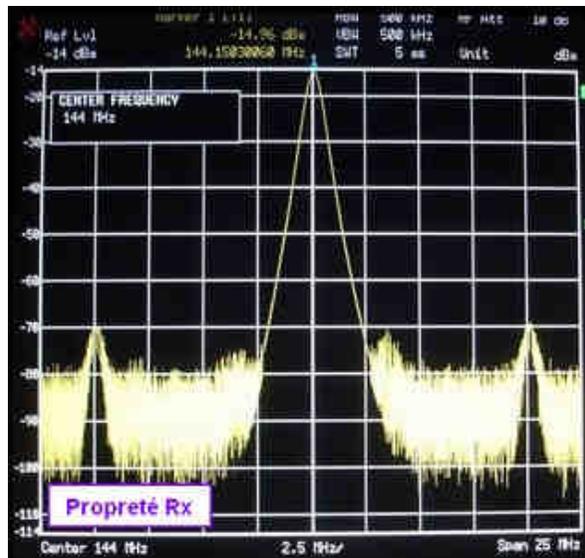
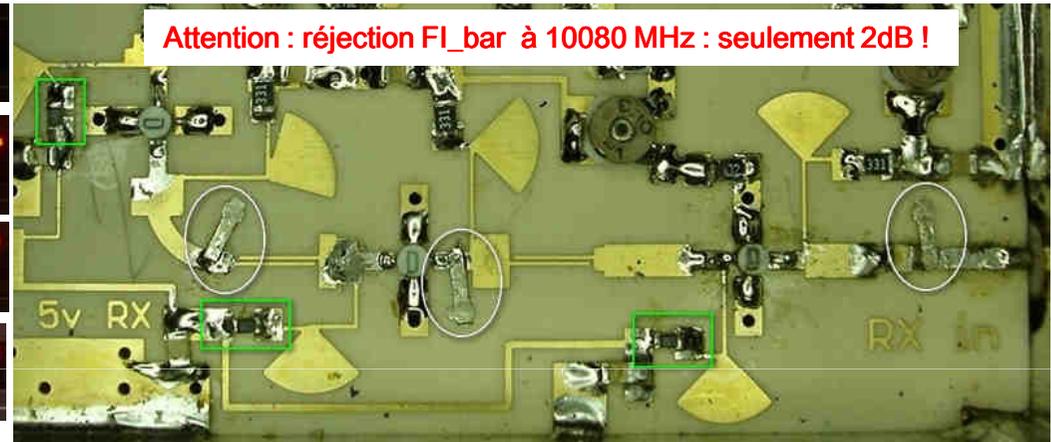
Transverter F8xyz à IF 144 MHz

LO/4 2556 MHz PLL DF9NP sur face arrière du circuit
Composants actifs utilisés : provenance UT-Source, sauf le 1^{er} FET Rx
23^{ème} transverter mis au point

a/ mesures en Rx

Espace moyen circuit /couvercle : 10mm

R_drains 120_Ω



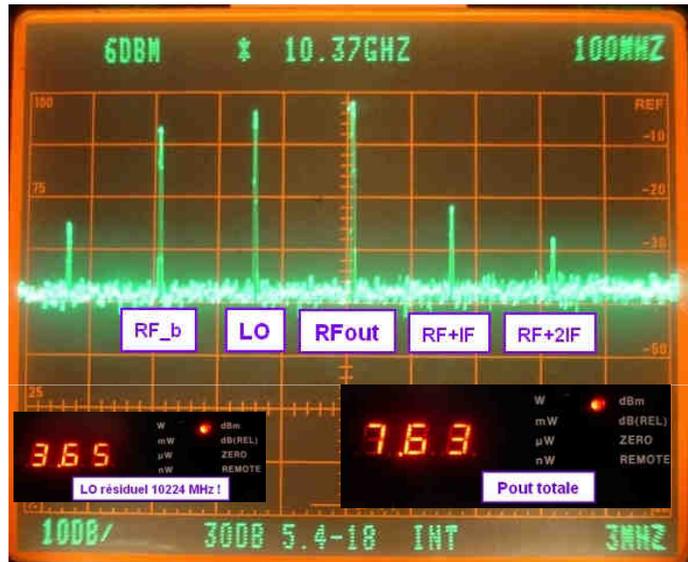
Transverter F8xyz à IF 144 MHz

b/ mesures en Tx

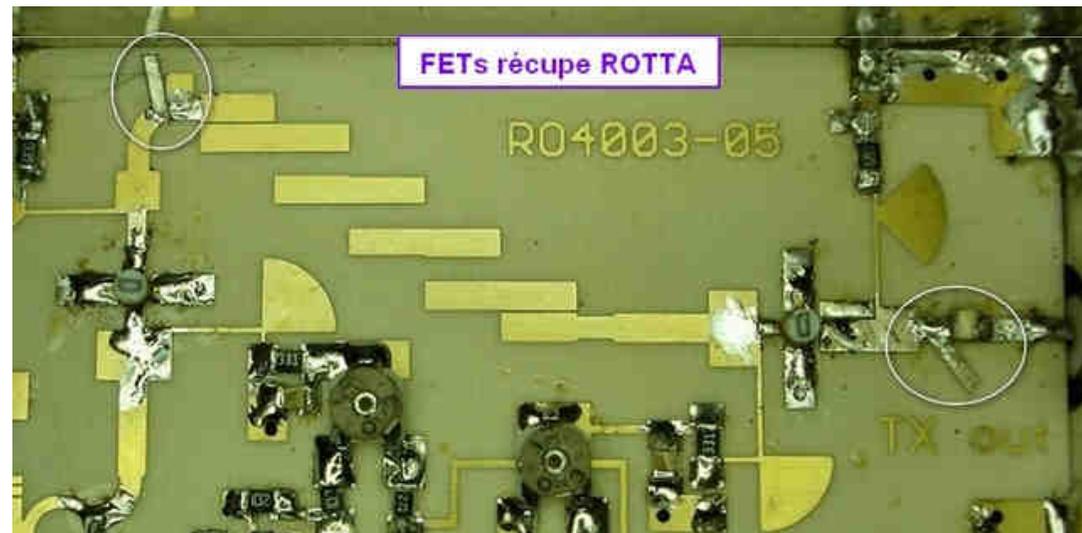
-2 FETs chaîne Tx : provenance UT-Source
Règlages à gain max extrêmement mous !



- Substitution des 2 FETs chaîne Tx : récupération plaques ROTTA
Règlages grilles de nouveau très nerveux

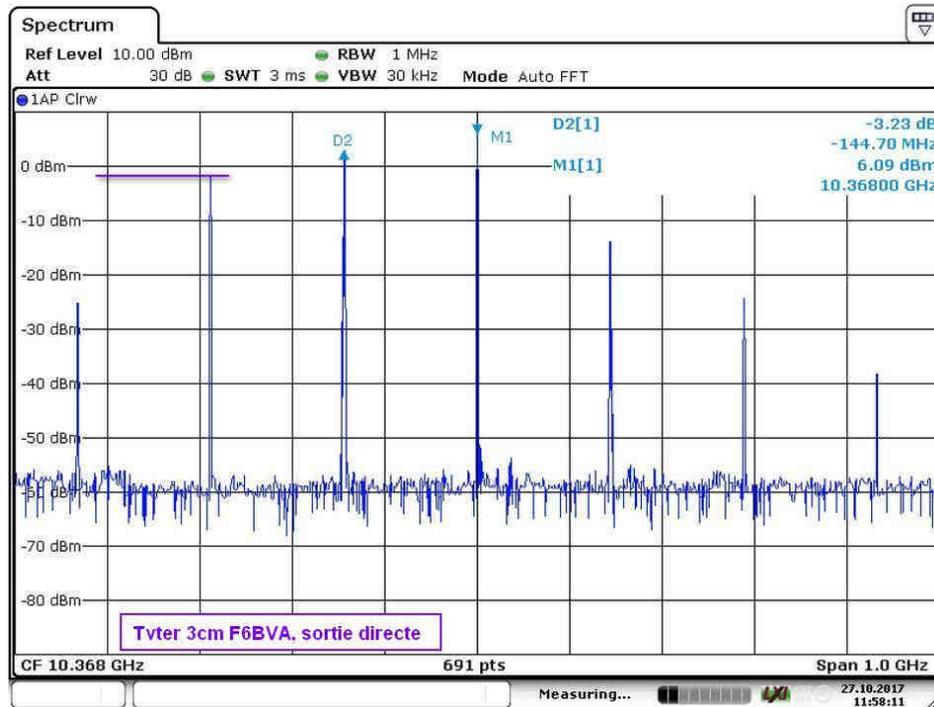


→ Filtre de sortie Tx incontournable

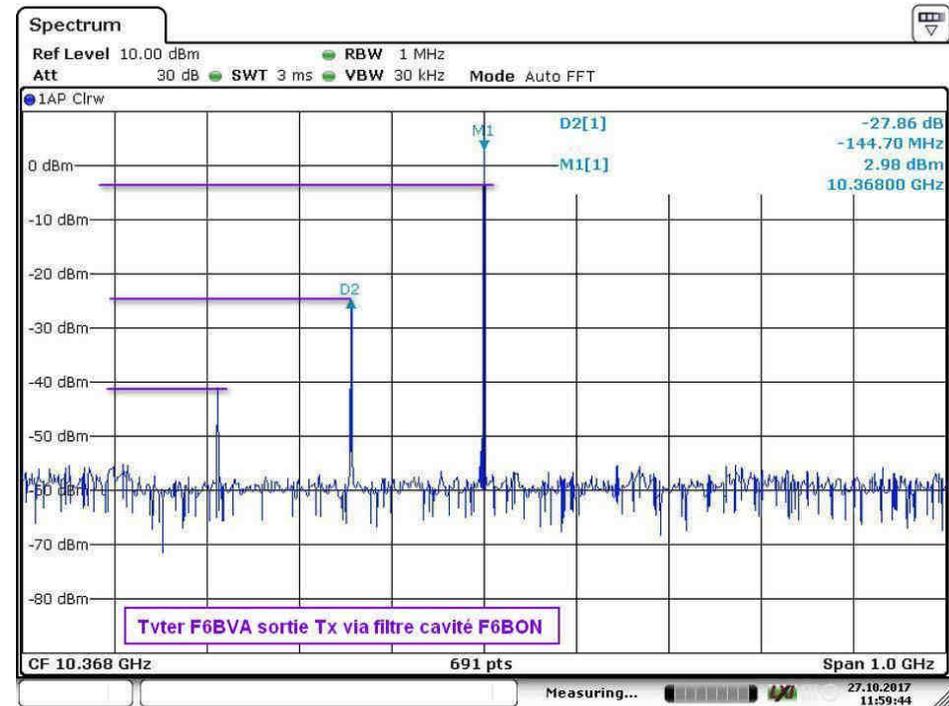


Transverter F8xyz à IF 144 MHz

b/ mesures en Tx



Date: 27.OCT.2017 11:58:11

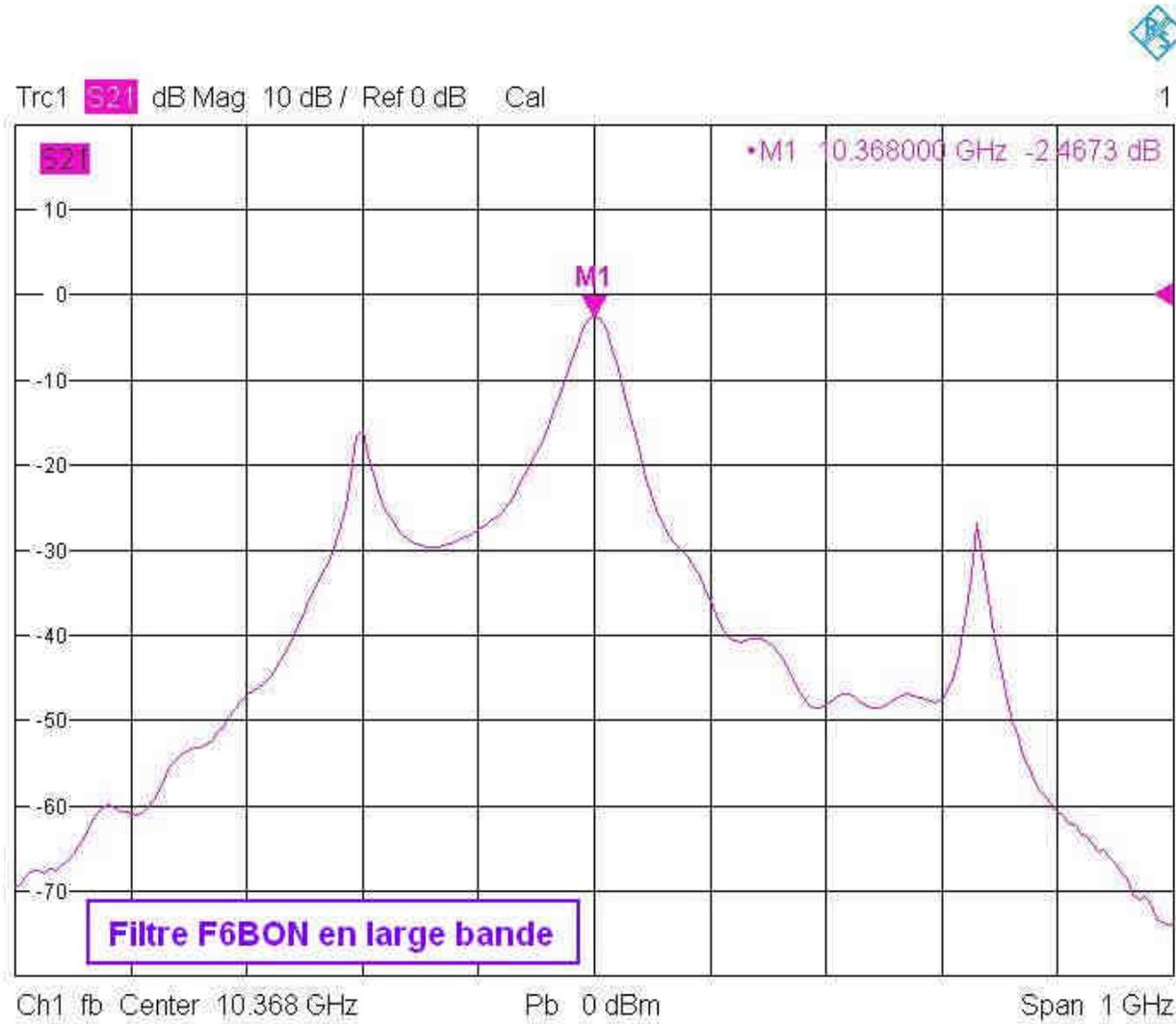


Date: 27.OCT.2017 11:59:44

Réjections obtenues :

- LO 22dB
- RF_bar 38dB

Transverter F8xyz à IF 144 MHz



27/10/2017, 10:57

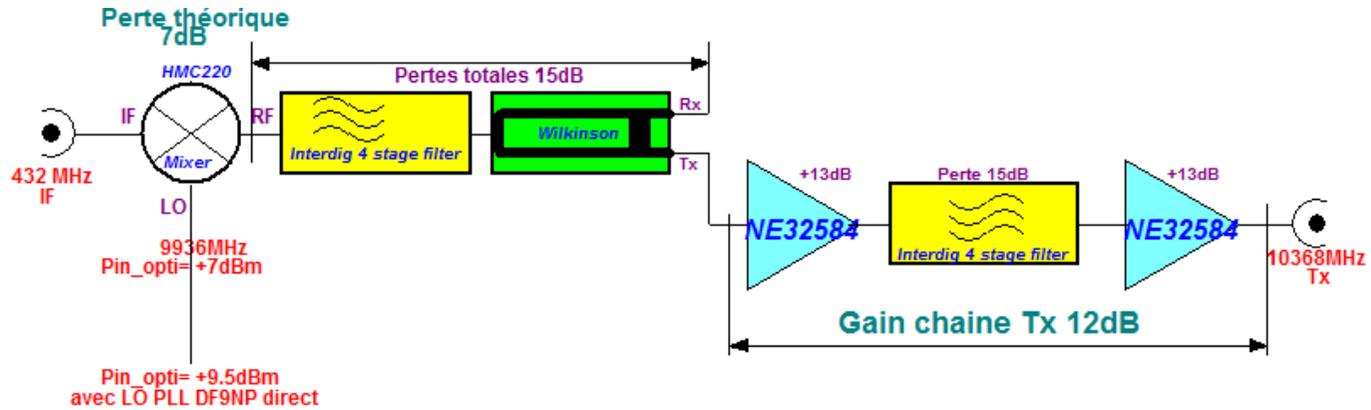
7- Conversion totale Tx

- à FI = 432 MHz
- également à FI = 144 MHz : précautions supplémentaires indispensables

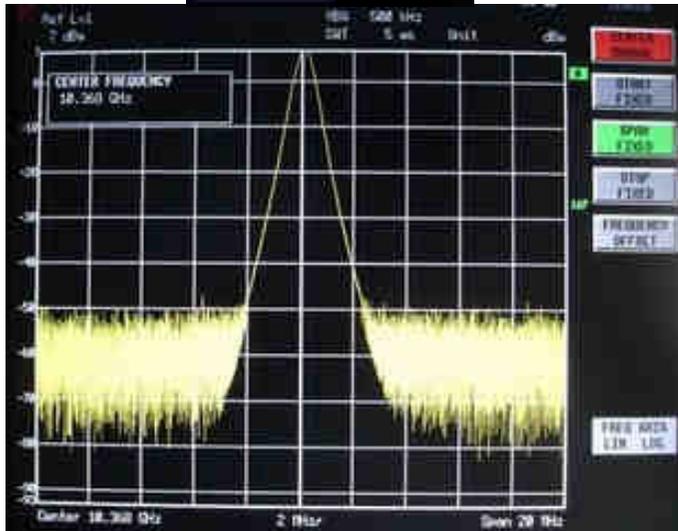
Transverter F4CKC conversion Tx avec LO/4 DF9NP

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

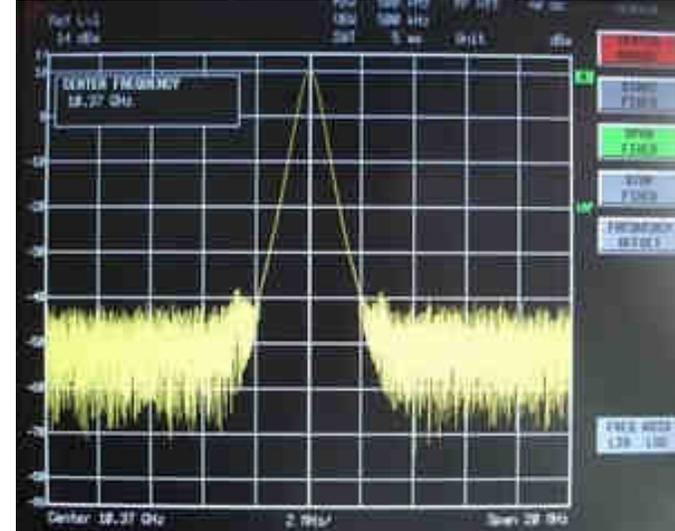
Exciter : FT-817nd en FM à 432.0 MHz, Pout = 1.5W
 LO/4 = PLL DF9NP



F4CKC



F5ELY_1



Est-il également utilisable en FI 144 MHz ??

LO/4 utilisé : 2484 MHz pour FI 432 MHz et 2556 MHz pour FI 144 MHz

a/ Rx : conversion comparée sur 3 exemplaires

Dans le domaine linéaire ($P_{RF} < -30\text{dBm}$) aucune raie additionnelle visible à l'analyseur de spectre
 Couple gain/bruit obtenu absolument identique, même légèrement meilleur en gain à 144 MHz
 Donc IF 144 MHz en Rx parfaitement et totalement utilisable

b/ Tx : conversion comparée sur 2 exemplaires

à FI 432 MHz :

1 raie de part et d'autre de la porteuse
 RF-IF à seulement 30dBc
 RF+IF $\geq 40\text{dBc}$

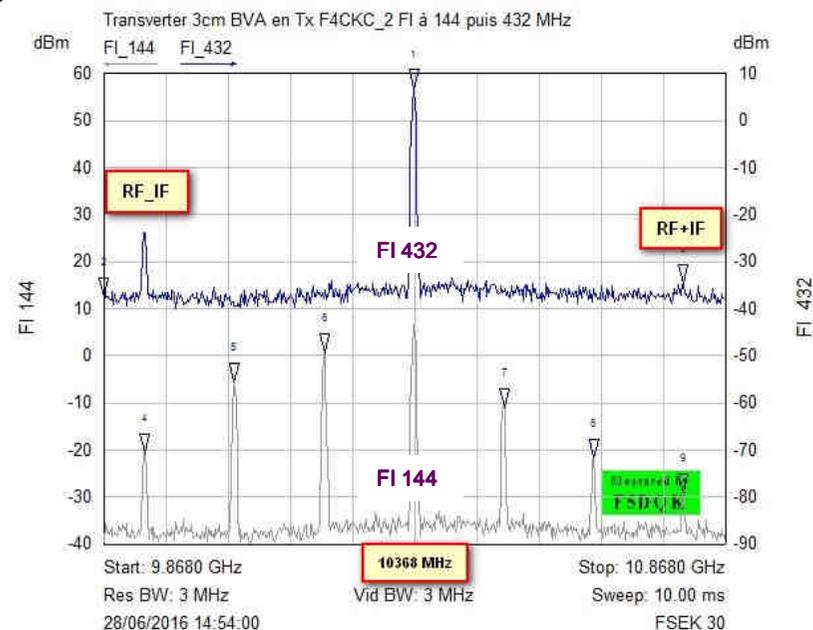
à FI 144 MHz :

3 raies de part et d'autre de la porteuse, avec celles en infradyne plus hautes (effet déjà visible à 432 MHz)
 Les toutes 1ères raies à RF+-IF situées à l'intérieur de la bande OM ne devraient pas gêner outre-mesure le monde extérieur
 A la sortie Tx, la simple addition d'un filtre raide de bande passante 350 à 400 MHz et pas trop «perveux» ($< -1.5\text{dB}$) devrait largement suffire - - même un simple filtre cloche réglé sur 10.37 GHz serait alors envisageable

Donc à n'utiliser qu'avec un bon filtre RF placé en aval !

c/ Influence de la séparation médiane

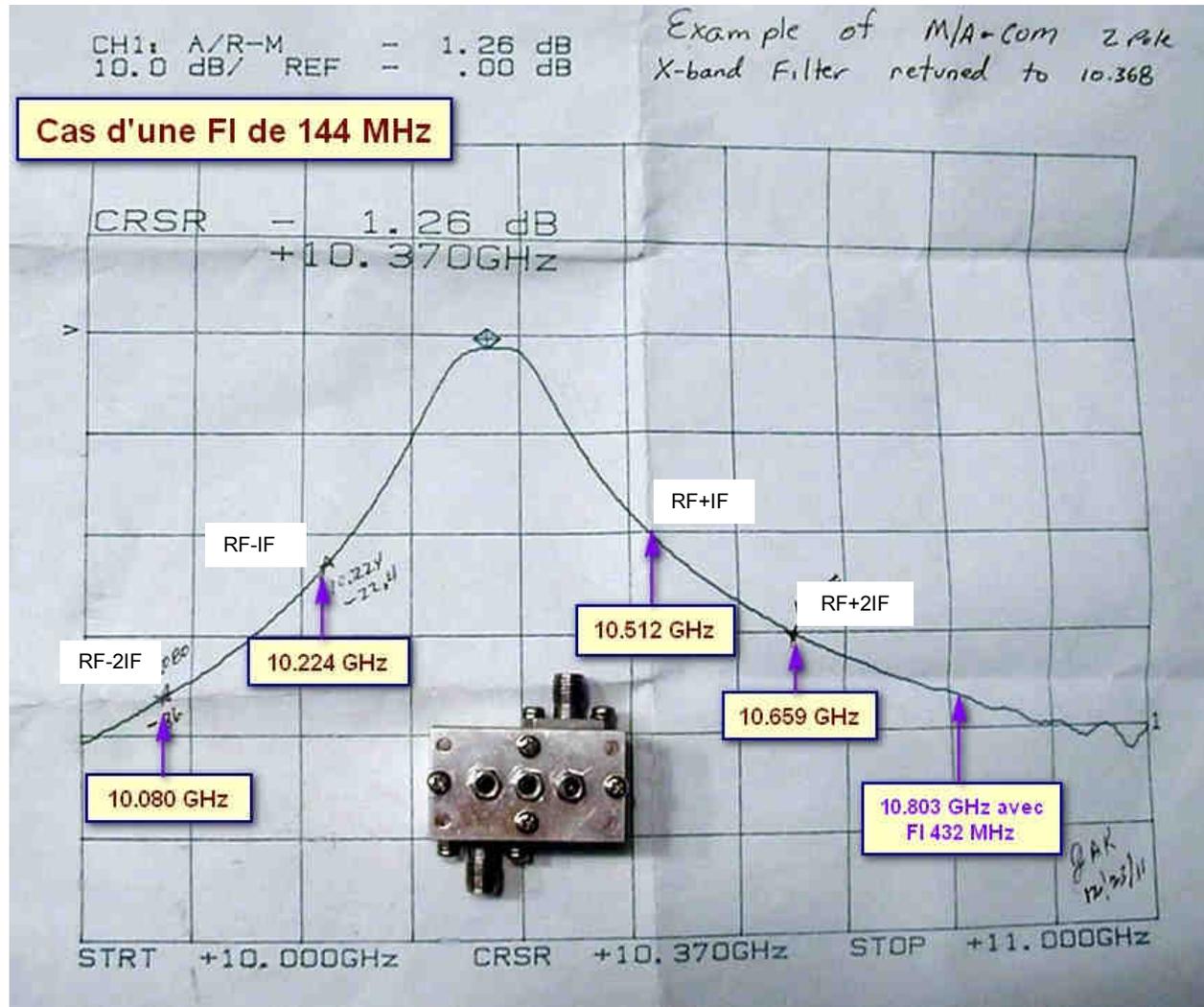
Je suis bien plus convaincu par la pose d'un ensemble (couvercle + absorbant) placé juste au-dessus des filtres interdigués TRx et Tx



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1	FI_432	10.3670 GHz	6.77 dBm	RFout LO/4=2484 MHz +8dBm
2	FI_432	9.8680 GHz	-37.43 dBm	RF_IF
3	FI_432	10.7999 GHz	-34.62 dBm	RF+IF
4	FI_144	9.9341 GHz	-20.69 dBm	RF-3IF LO/4=2556 MHz +8dBm
5	FI_144	10.0784 GHz	-5.69 dBm	RF-2IF
6	FI_144	10.2227 GHz	0.74 dBm	RF-IF
7	FI_144	10.5113 GHz	-10.99 dBm	RF+IF
8	FI_144	10.6556 GHz	-21.87 dBm	RF+2IF
9	FI_144	10.7999 GHz	-29.13 dBm	RF+3IF

Exemple de filtre idéal à insérer en sortie Tx (Macom modifié)

Voir annonce eBay n° 182164981703 - modèle des plus discrets qui, contrairement à une version en guide (même directement équipée de sorties SMA intégrées), se loge dans un boîtier final absolument n'importe où !
Mesure des raies RF+IF et RF+2IF

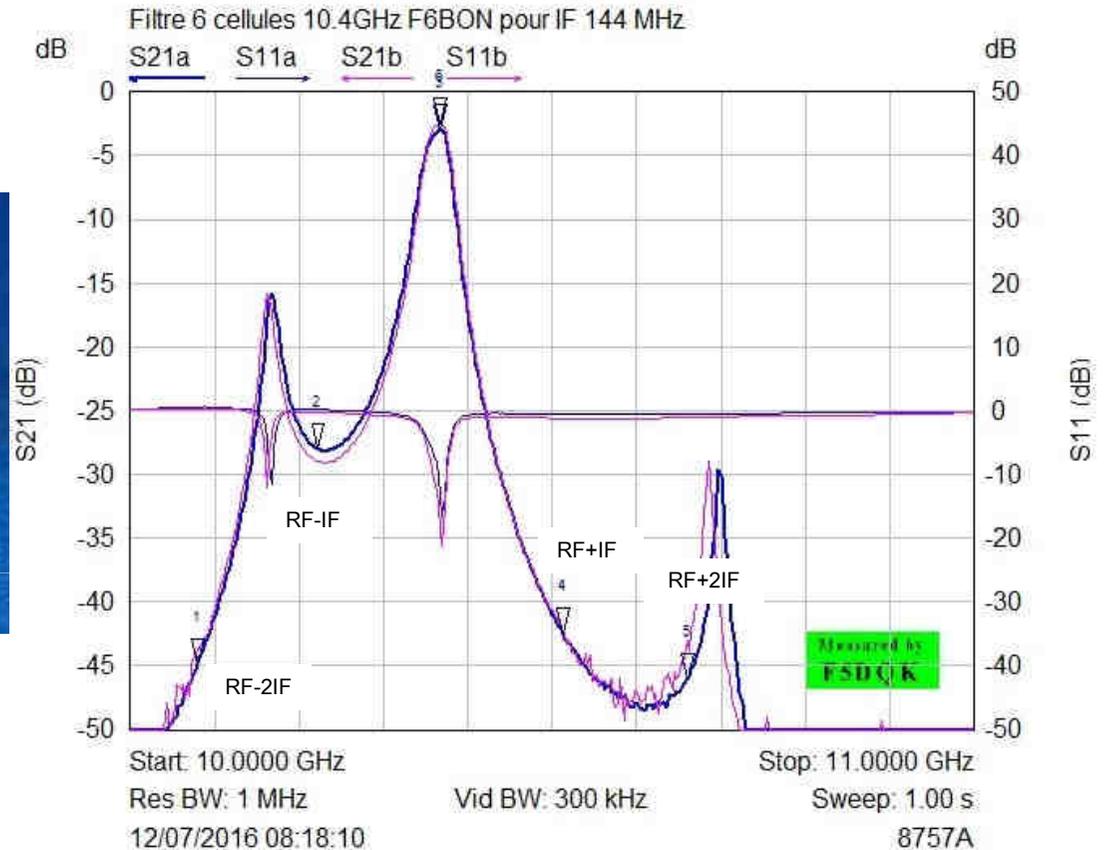


Filtre maison de F6BON

Détails de réalisation : page Web f6bon.albert.free.fr
 Perte série de 3dB, ramenée à 2.5dB
 Réjection des raies parasites bien meilleure que dans le filtre MACOM précédent (>10 à 20dB de mieux) !

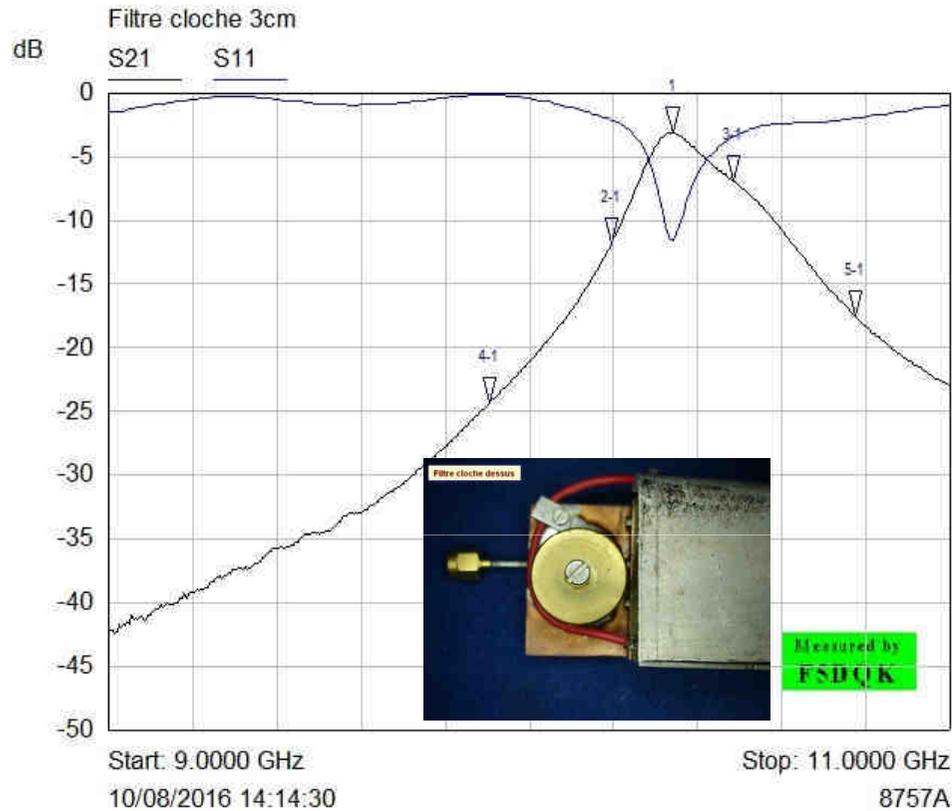


Excellente réjection à FI 144 MHz > 25dB



Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▽	S21a	10.0800 GHz	-44.84 dB	RF-2IF
2 ▽	S21a	10.2225 GHz	-28.02 dB	RF-IF
3 ▽	S21a	10.3675 GHz	-2.96 dB	RF
4 ▽	S21a	10.5125 GHz	-42.52 dB	RF+IF
5 ▽	S21a	10.6600 GHz	-46.04 dB	RF+2IF
6 ▽	S21b	10.3675 GHz	-2.47 dB	RF finale

Filtre cloche (pour info)



Avec respectivement 8.7 et 3.8 dB de réjection à 145 MHz d'écart, **un seul filtre cloche s'avère largement insuffisant**

Mkr	Trace	X-Axis	Value	Notes
1 ▾	S21	10.3400 GHz	-3.13 dB	
2-1 ▾	S21	-145.0000 MHz	-8.67 dB	
3-1 ▾	S21	145.0000 MHz	-3.80 dB	
4-1 ▾	S21	-435.0000 MHz	-21.24 dB	
5-1 ▾	S21	435.0000 MHz	-14.44 dB	

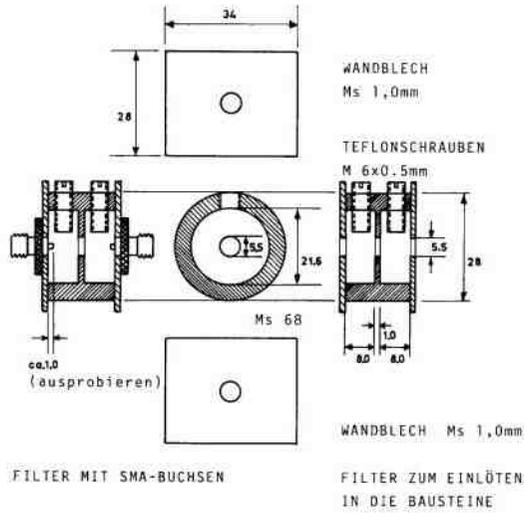
Filtre 10 GHz dans un ancien transverter 10 GHz DL1RQ

DUBUS 2/86

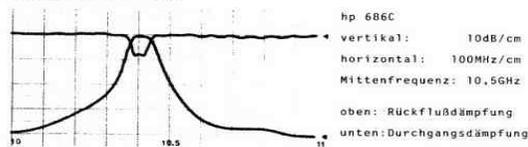
TECHNICAL REPORTS

10 GHz - ZWEIKREIS - HOHLRAUMRESONATORFILTER

Mit freundlicher Genehmigung nach Angaben von DC 8 NV gebaut

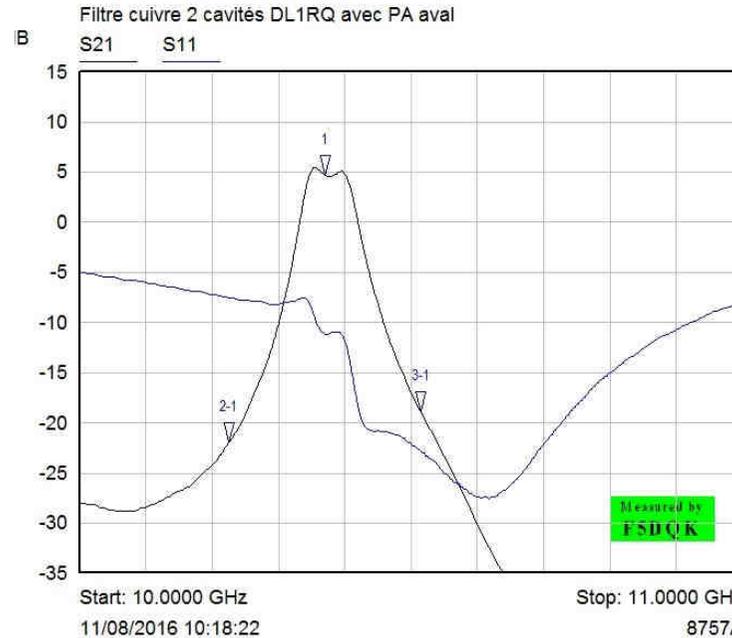


MESSWERTE DES FILTERS



Octobre 2017 - F5DQK

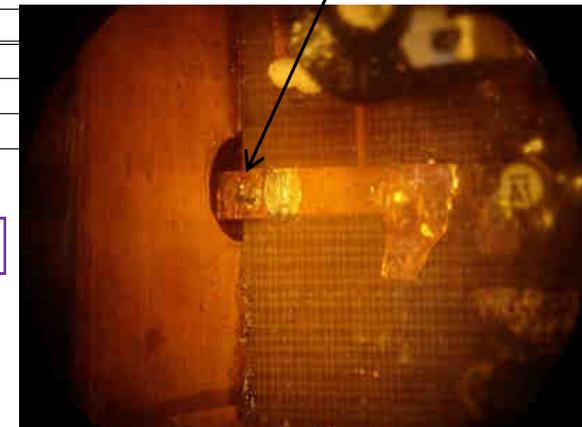
Mesure du filtre à 2 vis Téflon AVEC PA double-étage aval car, seule la mesure de réjection à FI 144 nous intéresse



Mkr	Trace	X-Axis	Value
1	S21	10.3700 GHz	4.69 dB
2-1	S21	-145.0000 MHz	-26.65 dB
3-1	S21	145.0000 MHz	-23.64 dB

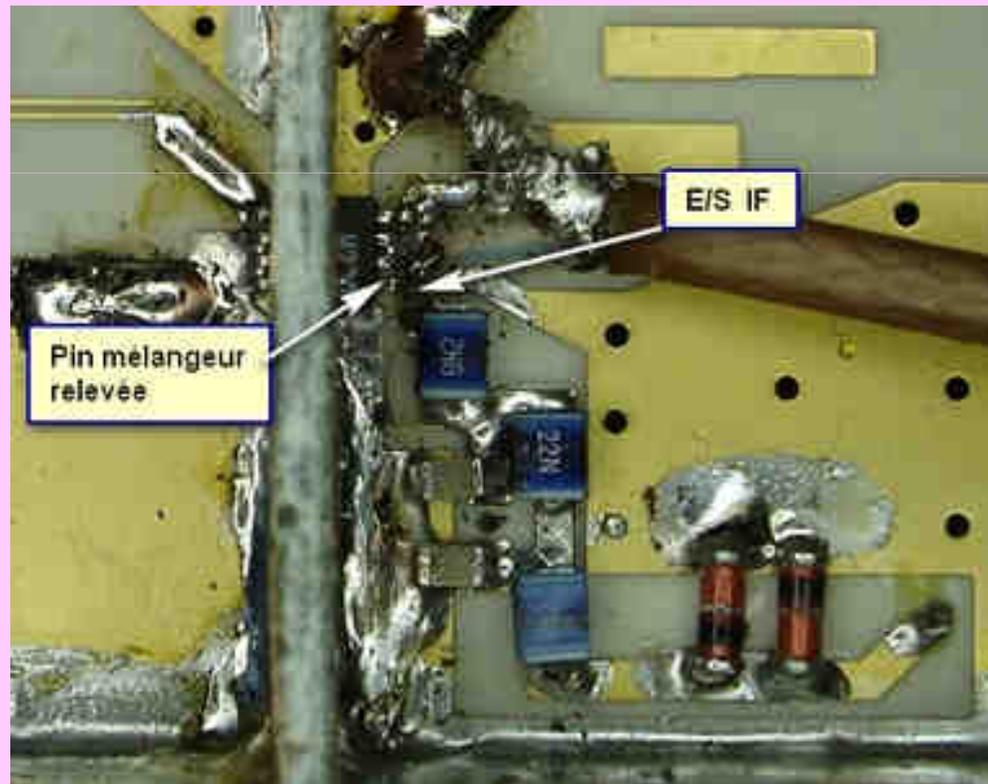
Excellente réjection à 145 MHz >20dB

Fiche SMA remplacée par un bout de ligne en cuivre couplé à l'intérieur de la cavité



Transverter 10 GHz F6BVA vers. 2d

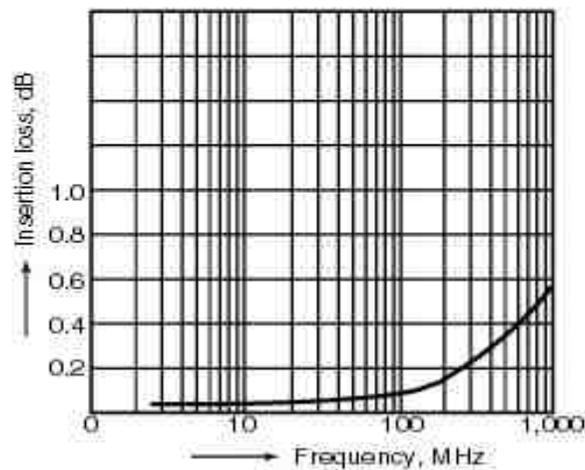
8- Mesures sur chaîne IF seule côté Rx



Chaîne IF, specs usine du relais de commutation seul



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

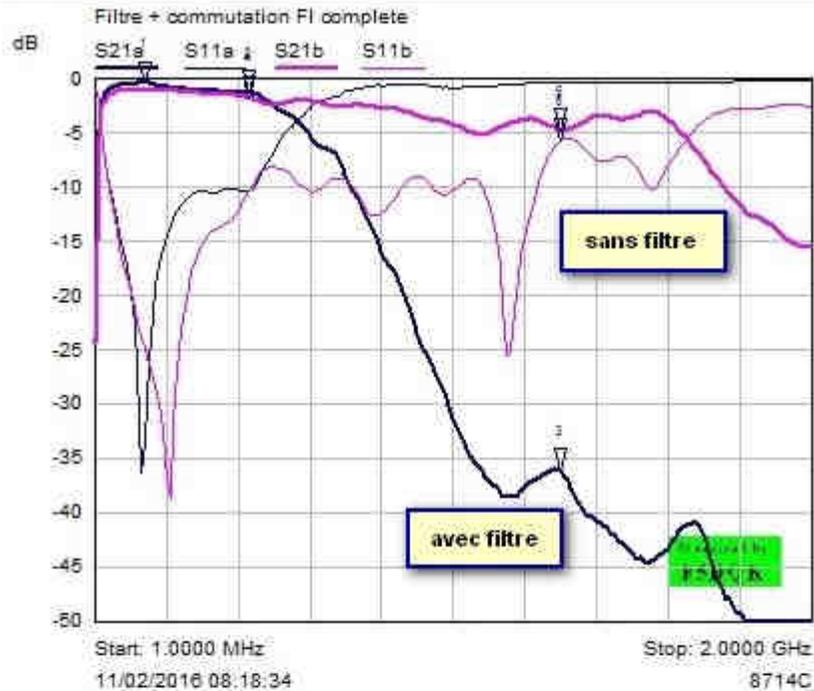


Fréquence (MHz)	Perte (dB)
144	0.1
432	0.3
1300	0.8

→ Relais inutilisable à 1300MHz !

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



Mtr	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	-38.19 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 :

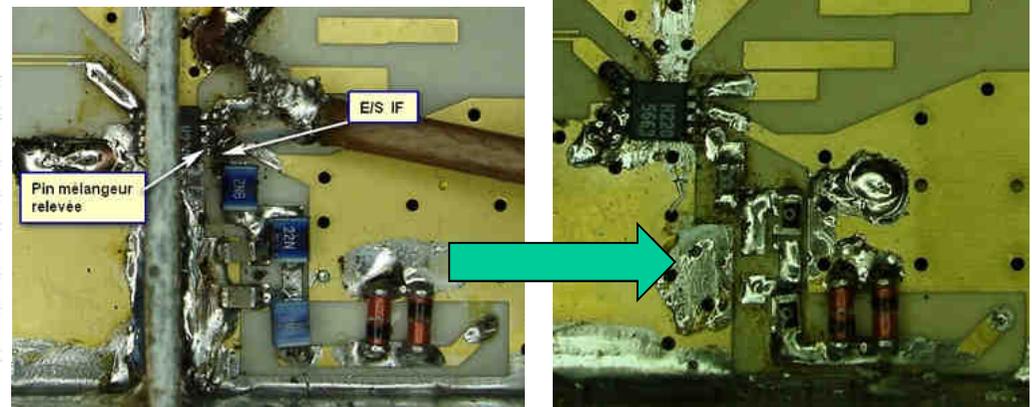
- Relayage + petit coax de liaison sous platine
- Potard série
- Limiteur à diode tête-bêche seul

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 moultes 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 moultes 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 régulée à une température de $(20 \pm 2)^\circ\text{C}$ et une humidité de $(50 \pm 15)\%$

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

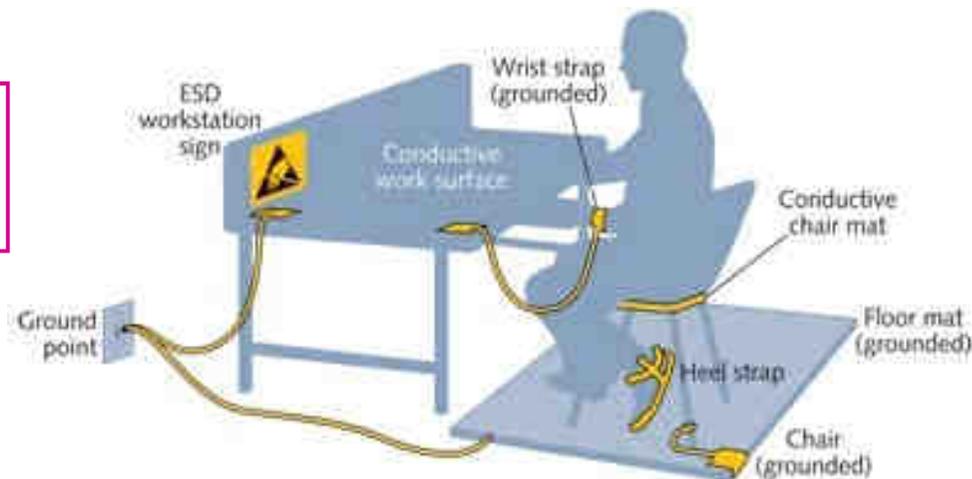
Hé bien malgré un sol également compatible ESD, les chaussures et le bracelet ESD obligatoires, j'ai ainsi tué plus de 50% des FETs mesurés, uniquement en les prenant manuellement à la pince Brucelle (précelle), les plaçant dans le Handler, puis les replaçant après mesure dans les barrettes plastiques 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 «chaudemment remercié» !!

A part quelques réalisateurs fous parmi nous, sur que la majorité des OMs 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 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

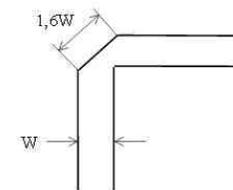
- cette façon de procéder :

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 à Fets GaAs " 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

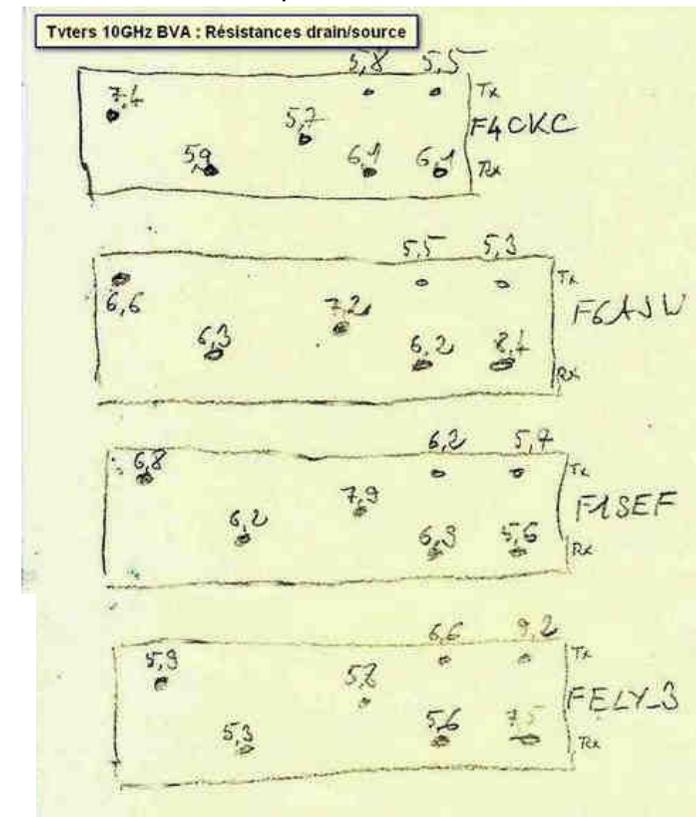
→ 2^{ème} manipe en RF : une fois soudé et le gain RF max trouvé (potards grille), s'assurer que $1.5V < V_{ds} < 2.5V$

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 N_{f_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 : modifies de certaines résistances drain

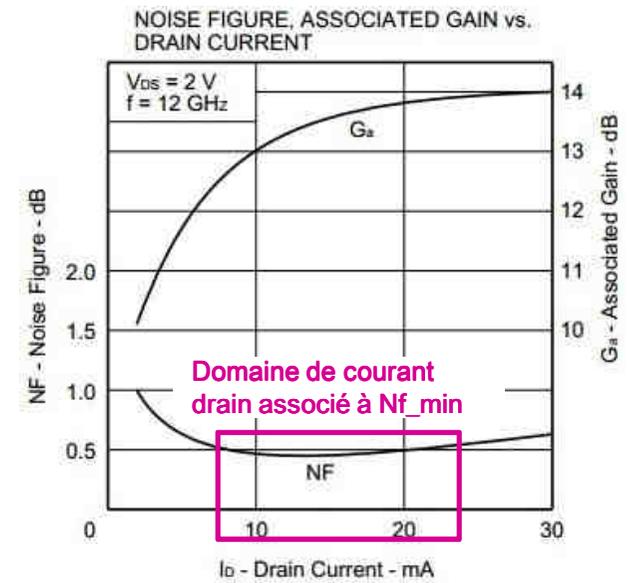
→ 3^{ème} manipe sur transverters à gain de conversion mou → boostage gain Rx par réajustement des 3 résistances drain du LNA

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 +5V) 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 Vds	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)		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		F5ELY4 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** :

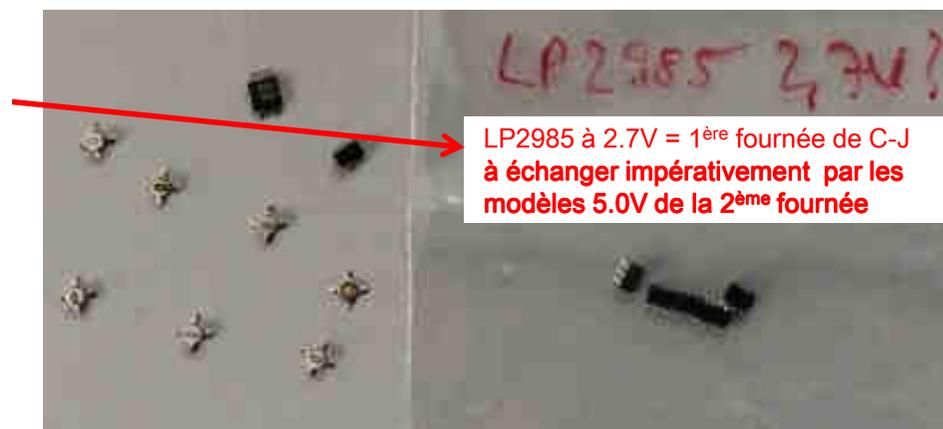
- pompe ICL7660 HS (gros bruit additionnel de conversion Rx)

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

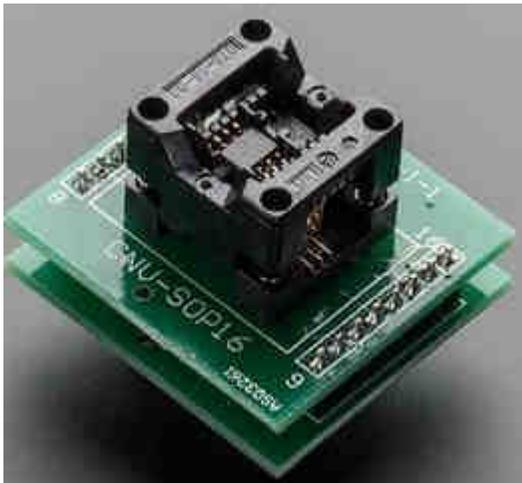
Dans le milieu professionnel on avait l'habitude d'utiliser des test fixtures 3M TEXT TOOL

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 :

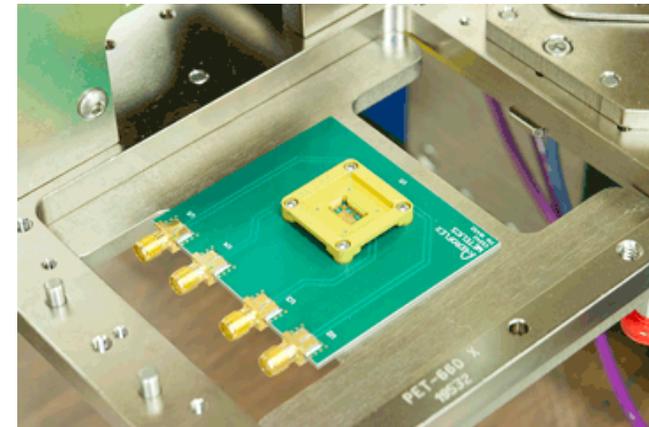
Sans couvercle (crimp mode)



Textool avec couvercle
pour essais manuels

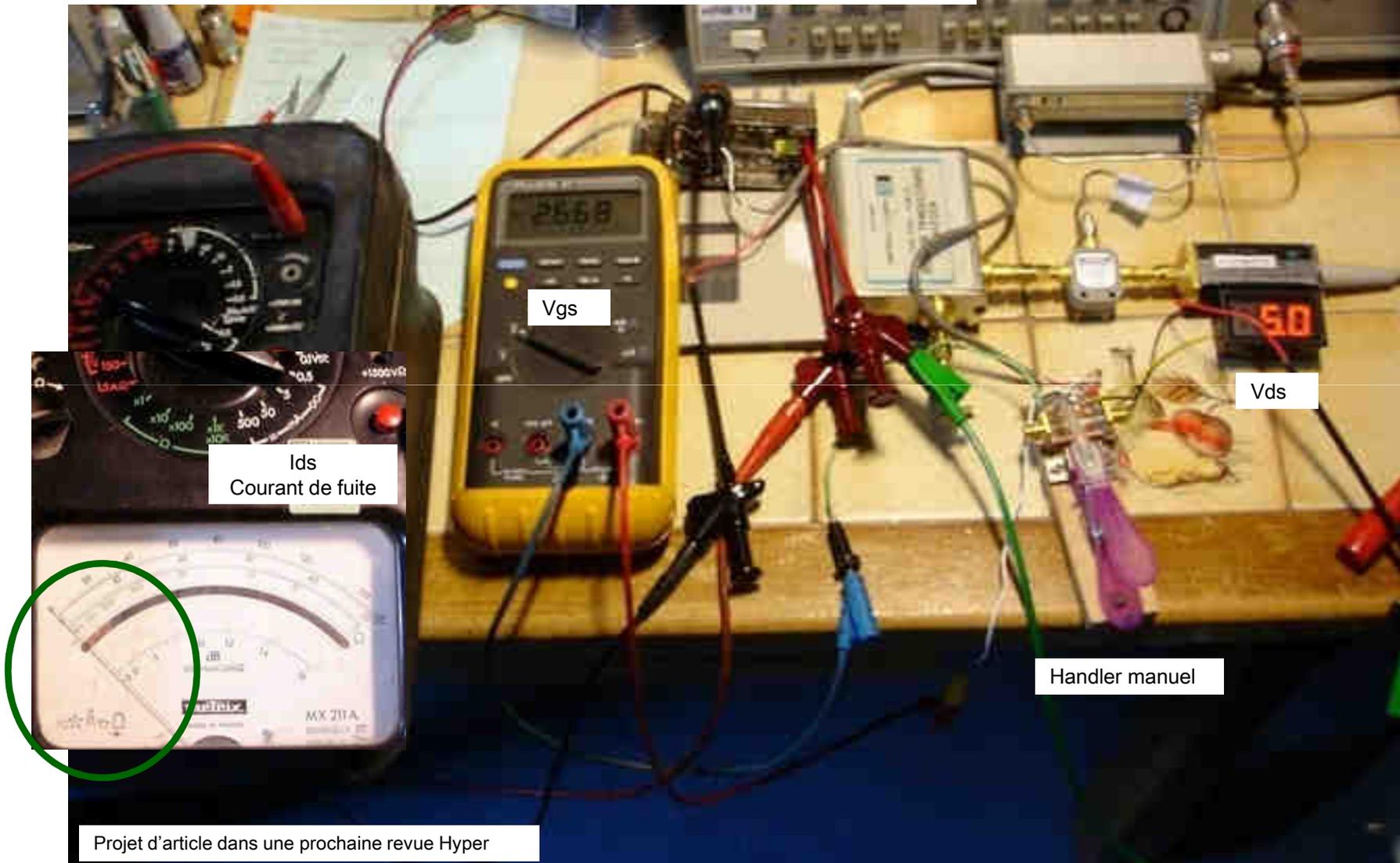


Avec couvercle rabattable et pistes RF
(manuel ou automatique)



Fets GaAs : 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

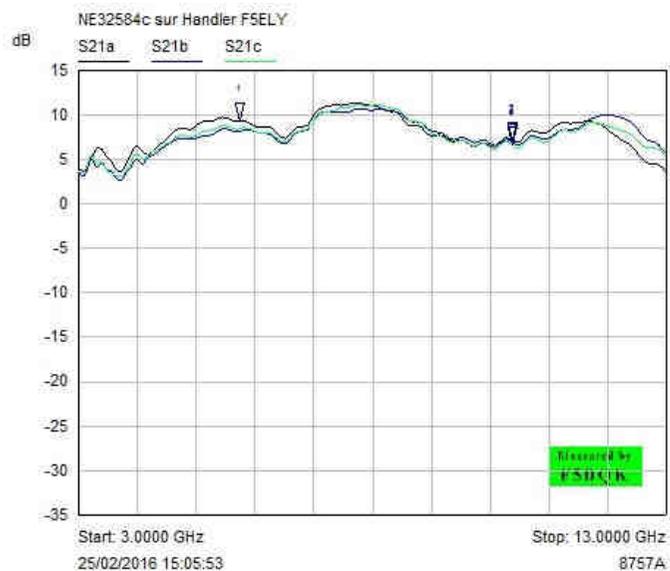
Ce modèle à pince manuelle réalisé par Gégé F5ELY a permis avec 3 FETS différents, de donner les résultats suivants :

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

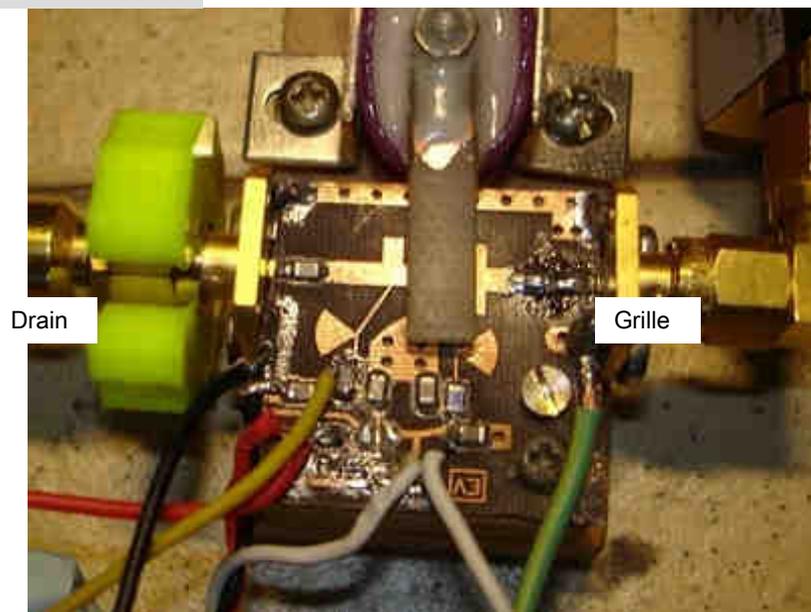
Tests RF (exemple, de 3 à 13 GHz) :

- 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



Mélangeur HMC220 : handler RF manuel

Devant les énormes disparités de conversion RF d'un exemplaire à l'autre, de même que pour les FETs GaAs il a été décidé de procéder à un déverminage RF initial non destructif et ce, dans les conditions pratiquement réelles d'utilisation

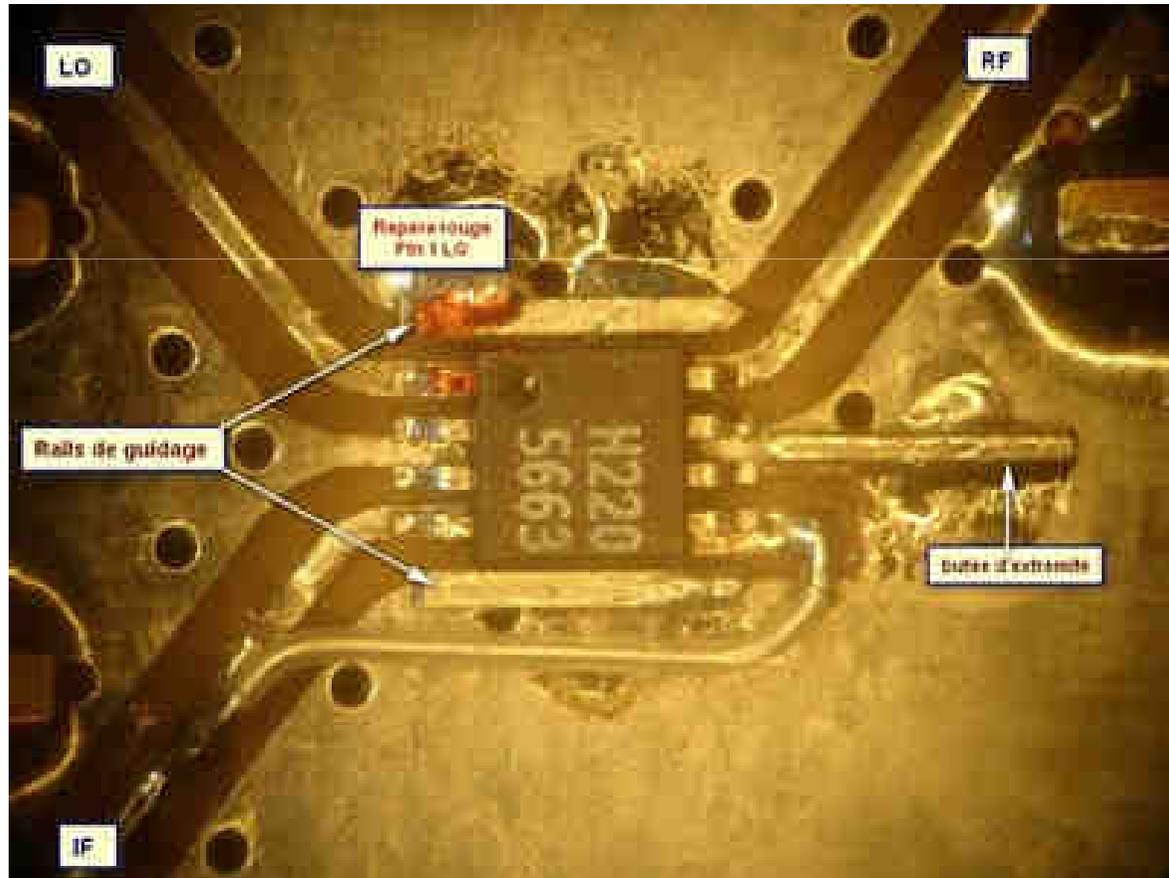
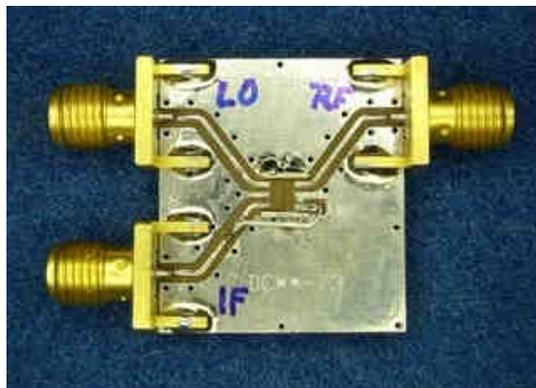
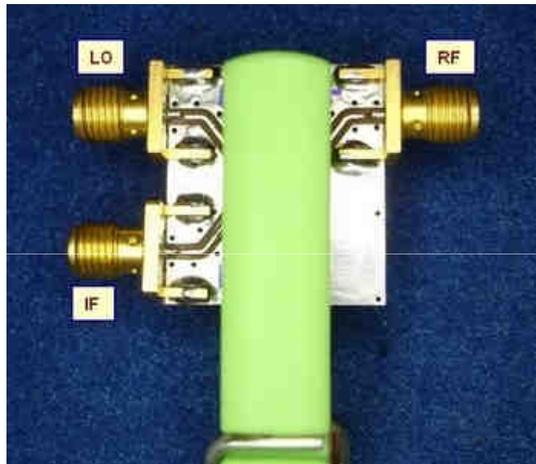
Une platine de test initialement prévue pour SOP6 (merci Jacques F6AJW) a alors été transformée dans ce but

La piste destinée à la sortie IF n'étant pas dans le bon axe, on a alors procédé à une petite découpe au scalpel – un petit fil de courte longueur assure alors la liaison vers la SMA ADOC

Deux "rails" (fil à section carrée) permettent de glisser le mélangeur, avec une pince Brucelle

Une butée de fin de course a également été installée

Enfin une "pince à linge" permet alors l'immobilisation du mélangeur durant le test RF



Mélangeur HMC220 : 1ers essais de conversion RF

Comme je ne dispose pas de 2 tiroirs sortant chacun respectivement 9.9 et 10.4 GHz, la fréquence haute du tiroir LO m'a alors contraint de travailler environ 1.5 GHz en-dessous, avec le matériel suivant :

-LO : sweeper HP8350 + tiroir HP83525a 10MHz – 8.5 GHz

Fmax=8.5 GHz, injection variable dB par dB

-RF : sweeper HP8350 + tiroir H83590a

-F=9.0GHz, injection à -10 puis 0dBm

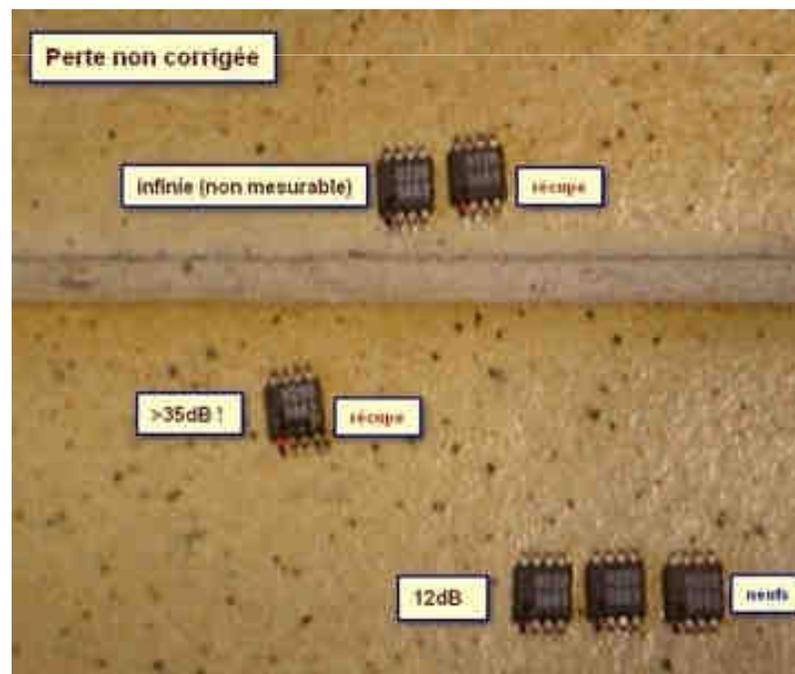
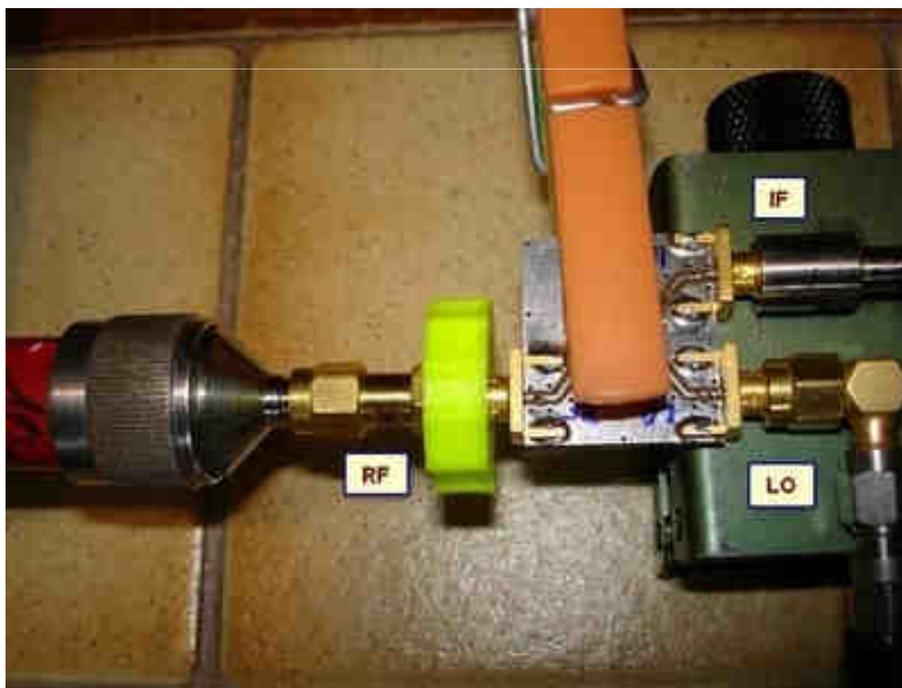
-IF = 500MHz, en vue de se rapprocher au maximum du choix initial de la fréquence FI

Pertes RF mesurées sur 6 pièces de provenance UT-Source

Pertes RF du handler seul, effectuée entre entrée LO et sortie RF avec un barreau à section carrée, pressé entre les 2 pistes RF = 2dB à 10.4GHz

Donc la piste imprimée RF seule ne perd qu'environ 1dB (valeur à retrancher des 12dB mesurés sur les **3 échantillons neufs** au bas de la photo

Néanmoins cette **perte de 1dB reste encore très éloignée de la spec usine (7 à 8dB)**



Mélangeur HMC220 : comparaison Mouser / UT-Source

Dans la continuation normale, il a été testé :

-4 mélangeurs origine Mouser

-4 mélangeurs origine UT-Source, mais initialement «déverminés»

RF = 9 GHz, P_corrigeé = 0dBm

LO = 8.5 GHz, P_variable

IF = 500 MHz → dégrossissage initial sur l'analyseur de spectre, puis mesures de confirmation au **Powermeter HP436a**

Mélangeurs Mouser	P_LO_opti (dBm)	Perte opti (dB)
1	+9.4	-7.6
2	+8.4	-7.8
3	+9.4	-7.4
4	+9.4	-7.5

→confirmation de la spec usine
→faible dispersion entre exemplaires

Mélangeurs UT-Source	P_LO_opti (dBm)	Perte opti (dB)
1	+8.4	-9.6
2	+8.4	-8.8
3	+7.4	-8.4
4	+10.4	-8.8

→Donc perte supplémentaire systématique de 1.0 à 2.0dB
→Donc dispersion de pertes de conversion plus grande

NB :

-Perte de conversion optimale : obtenue qu'à une seule puissance optimale d'injection LO en continuant d'augmenter la puissance, le gain alors diminue !

- Handler initialement dimensionné pour les mélangeurs de chez UT-Source → le tout 1^{er} mélangeur Mouser fut impossible à décoincer, donc il a fallu écarter quelque peu l'un des 2 rails-glissière au fer à souder avant de l'extraire !

Une mesure des largeurs respectives au pied à coulisse donne :

Mouser : (3.15+/-0.05) mm

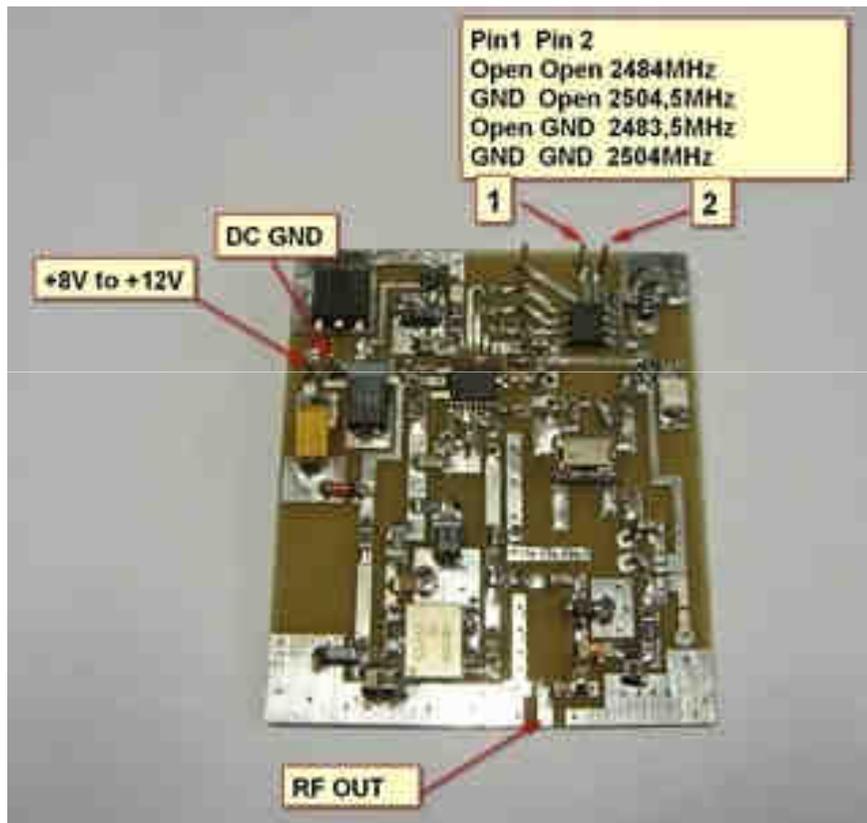
UT-Source (3.05+/-0.05) mm

Extension des mesures sur un plus grand nombre d'exemplaires neufs fraîchement sortis de barrettes :
- 9 d'origine Mouser ou RS-Composants : perte optimisée (7.7 +/- 0.3)dB
-10 exemplaires d'origine d'UT-Source : 8 ex. à (8.9+/-0.4)dB et 2 ex. morts (perte >15dB)

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

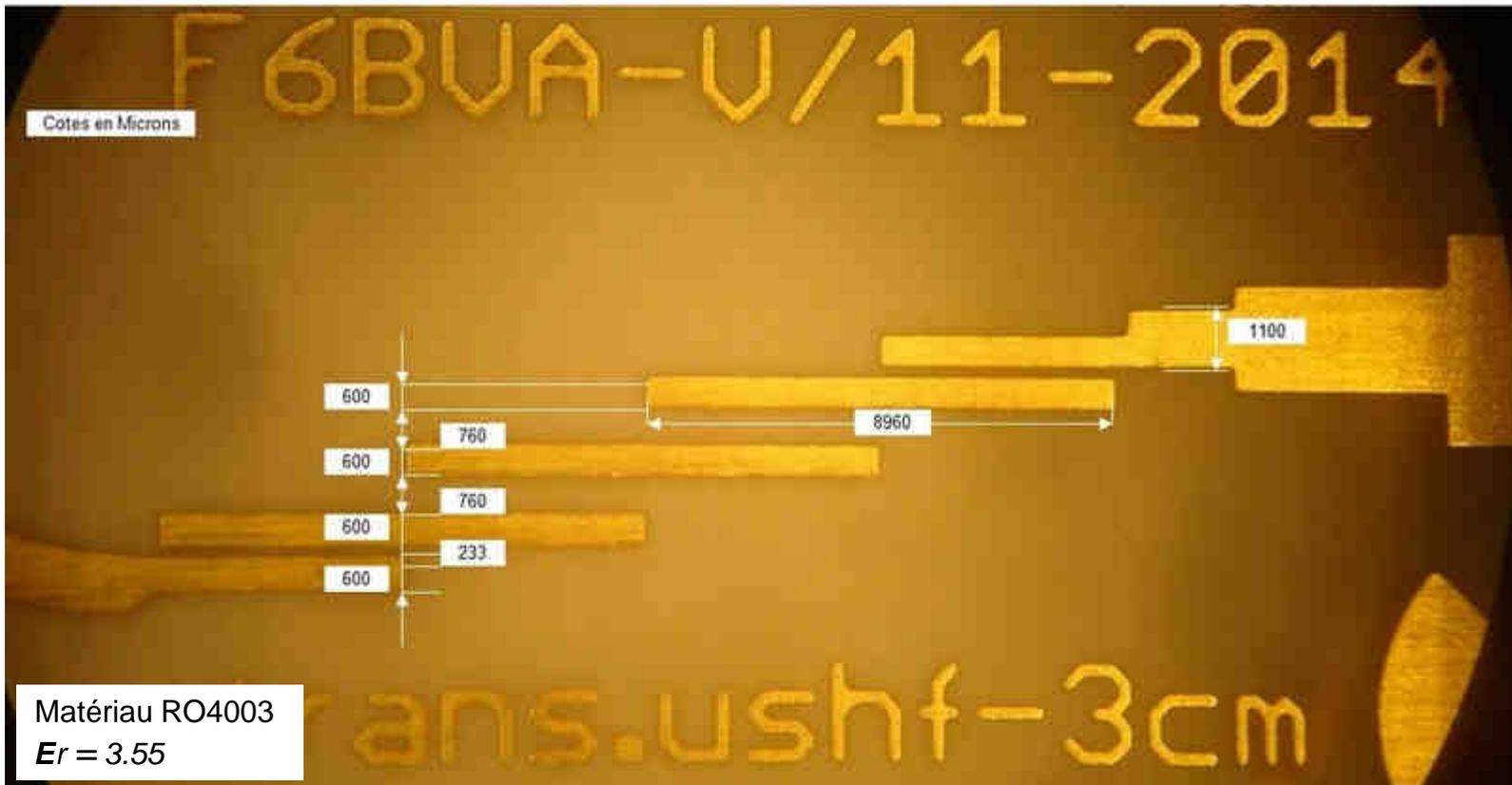
Bande FI visée 430 - 440 MHz
 Fréquence privilégiée 432 MHz



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	2400.175	250 kHz
	Downlink	X-band	LVP	10489.675	
WB	Uplink	S-band	RHCP	2405.5	8 MHz
	Downlink	X-band	LHP	10495	

Dimensions du filtre interdigité 3 étages LO



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

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

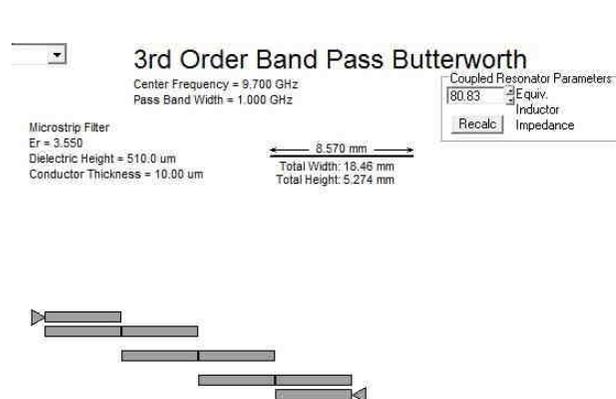
Band Pass Requirements

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: Substrat : RO4003 sans couvercle

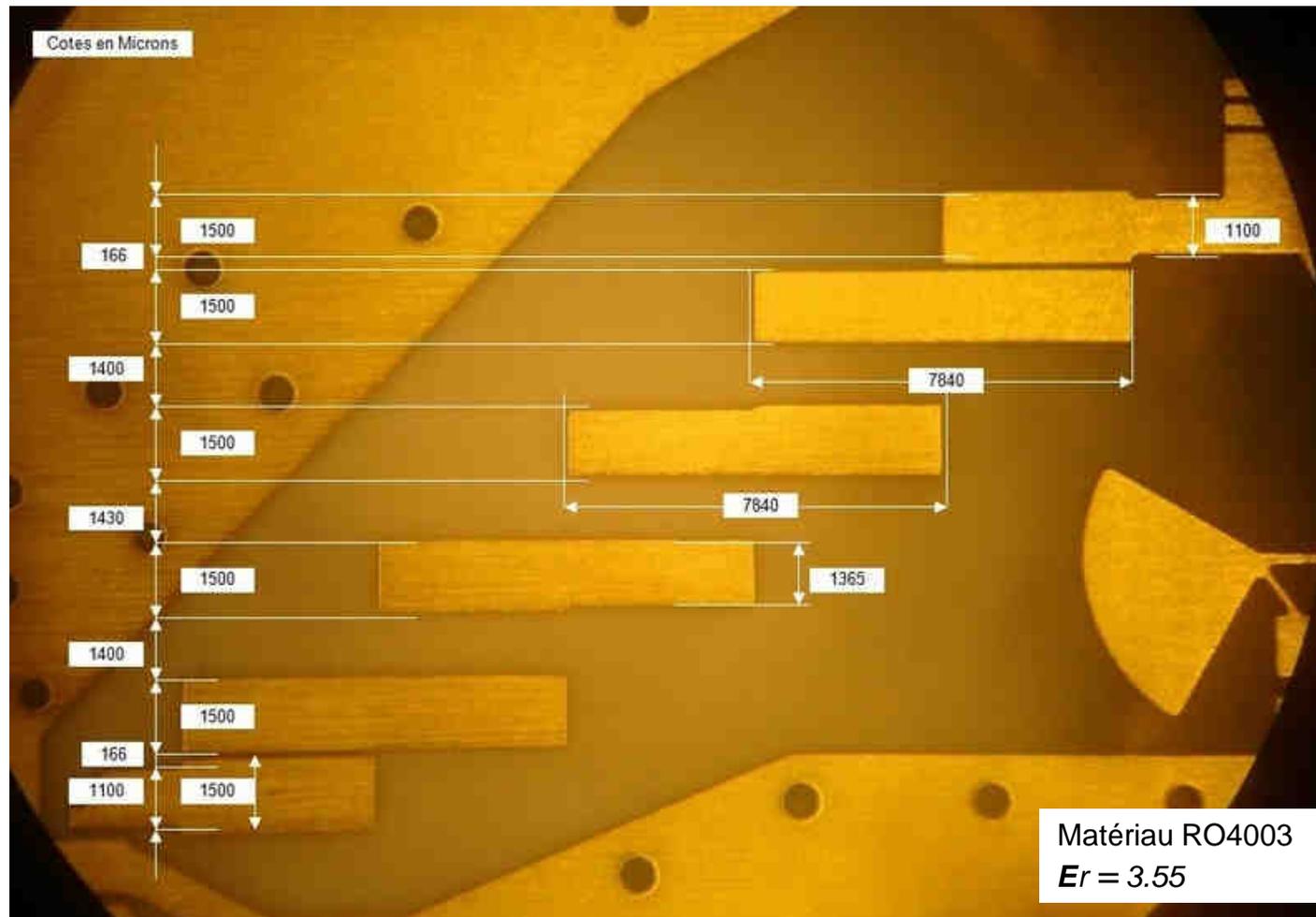
Substrate Parameters:

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

Er Selection Losses

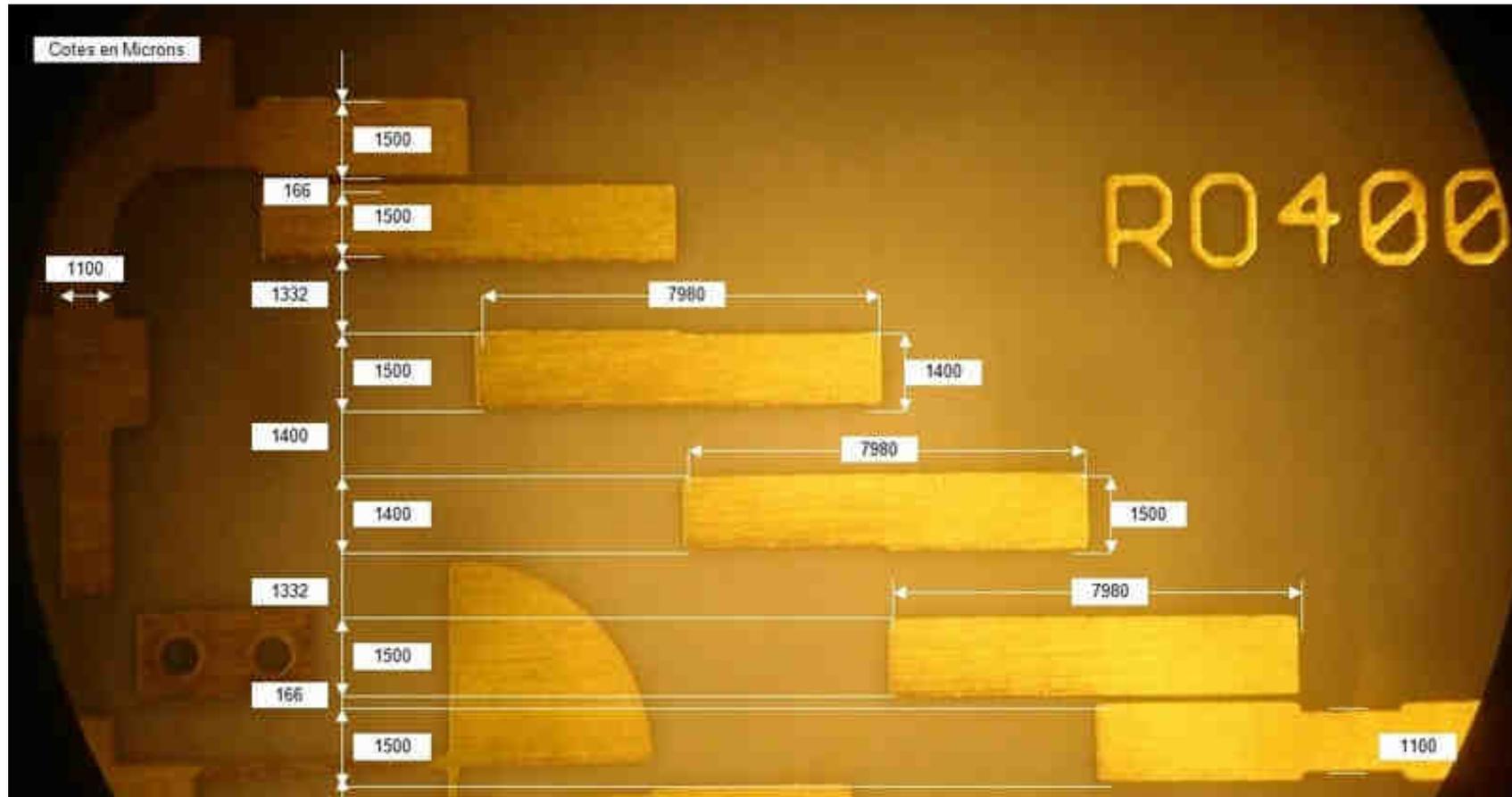


Dimensions du filtre interdigité 4 étages commun TRX



Dimensions du filtre interdigité 4 étages Tx

"Mirroré" par rapport au filtre précédent



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

General Requirements:

Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1500 um
Maximum Width	1.6 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	1.5 mm

Band Pass Requirements:

Pass Band Frequency	10.370 GHz
Pass Band Width	500 MHz
Stop Band Width	2000 MHz

Force Order Enter Desired Order: 4

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



4th Order Band Pass Butterworth

Center Frequency = 10.37 GHz
Pass Band Width = 500.0 MHz

Coupled Resonator Parameters: 43.47 Inductor

Microstrip Filter
Er = 3.550
Dielectric Height = 510.0 um
Conductor Thickness = 10.00 um

8.696 mm

Total Width: 20.40 mm
Total Height: 13.38 mm

Thu Apr 7 19:12 2016

QuickStrate

Distributed Substrate

Substrate Type: Substrat : RO4003 sans couvercle

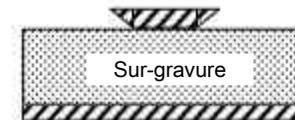
Substrate Parameters:

Conductor Thickness	10.0 um	Er	3.55
Dielectric Height	0.51 mm	Resist. Loss Tan.	Gold: 1.43
			0.03

Er Selection Losses



Précision de gravure



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

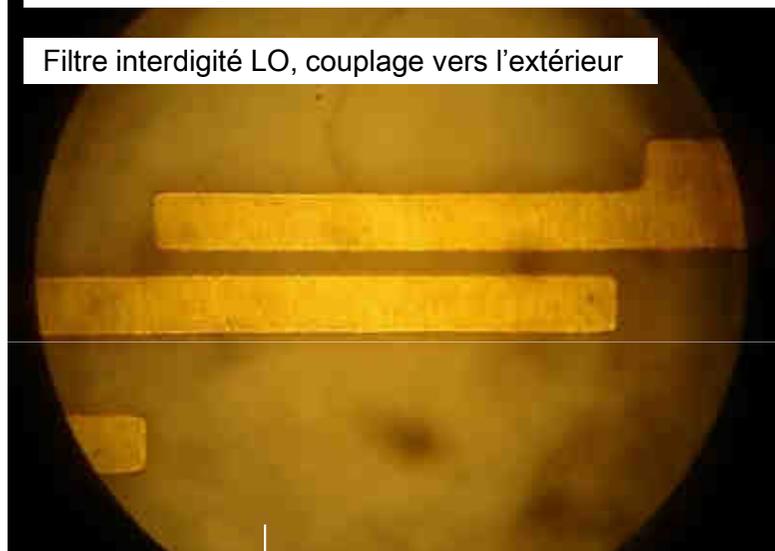
En pratique une gravure finale est toujours soit sous-gravée, soit sur-gravée

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

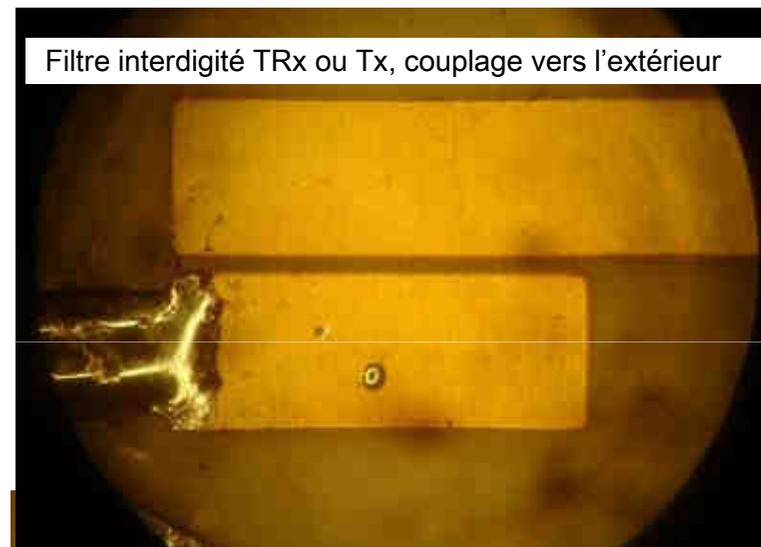
Quand les lignes et surtout, le Gap sont larges, cela n'a pratiquement aucune importance

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

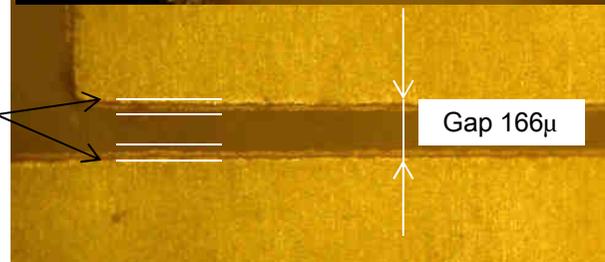


Filtre interdigité TRx ou Tx, couplage vers l'extérieur



Gap 233µ

Même largeur de sous-gravure



Gap 166µ

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

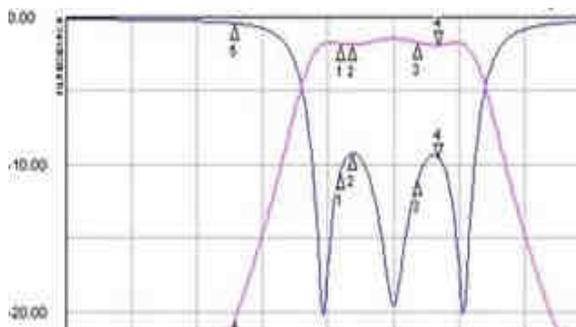
	Interdigité 3 cells	Interdigité 4 cells	Filtre cloche	SAW filter
Règlage	Aucun	Aucun	Manuel	Aucun
Pertes simulées à 2.3 GHz (dB)	1 à 4	2 à 5	NA	
Pertes constatées à 2.3 GHz	6.5 à 11	NA	1 à 4	3 - 4dB
Pertes constatées à 9.8 GHz	8 à 15	NA	1.5 à 5	F<2.6 ou 5GHz ?
Pertes constatées à 10.4 GHz (dB)	NA	15 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

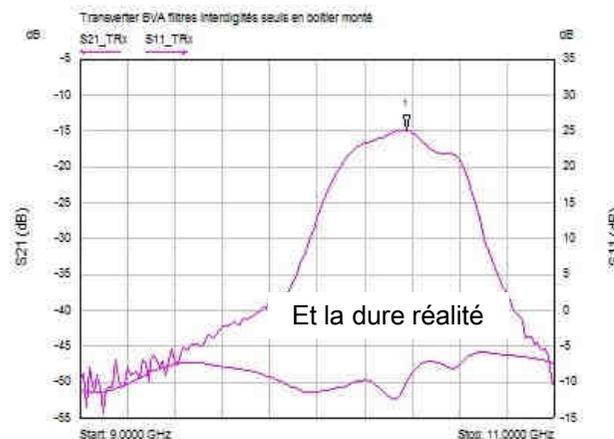
→ Plutôt DRO !

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



Et la dure réalité

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.

dans un 1^{er} temps, ne jouer uniquement sur la valeur de tangente Δ

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

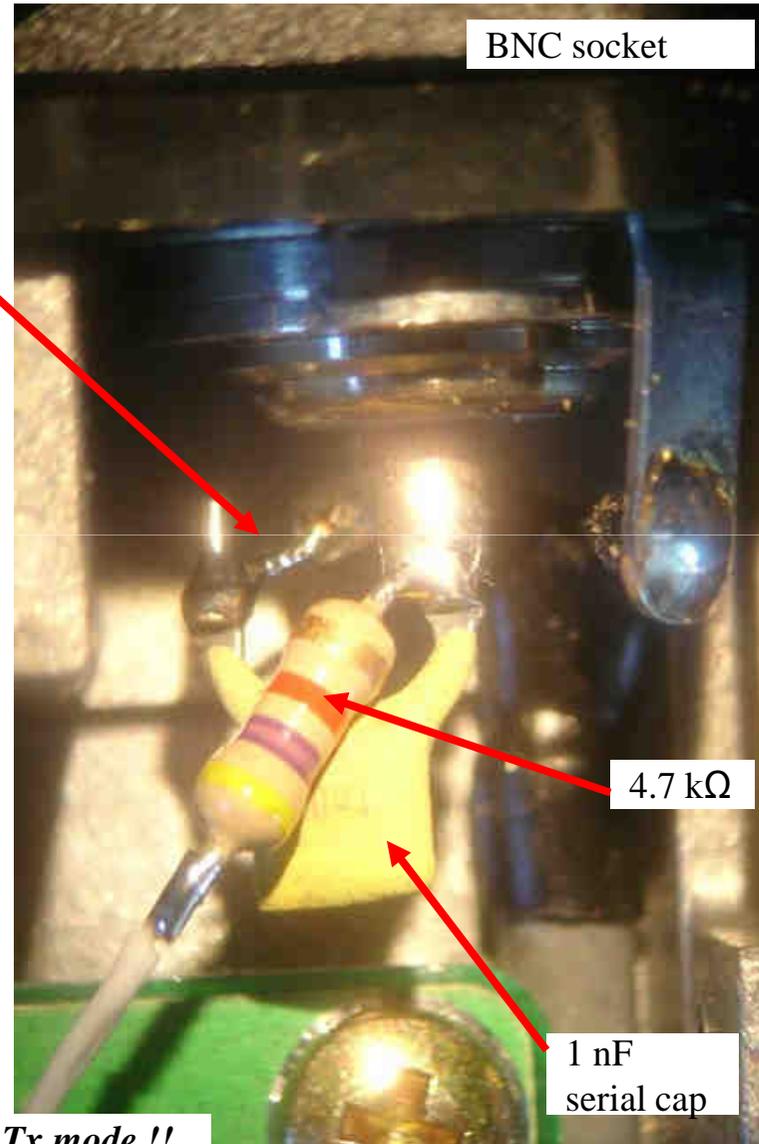
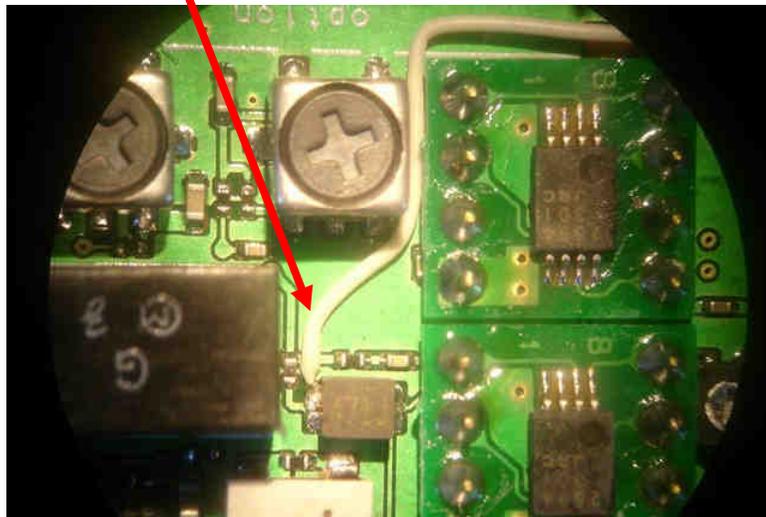
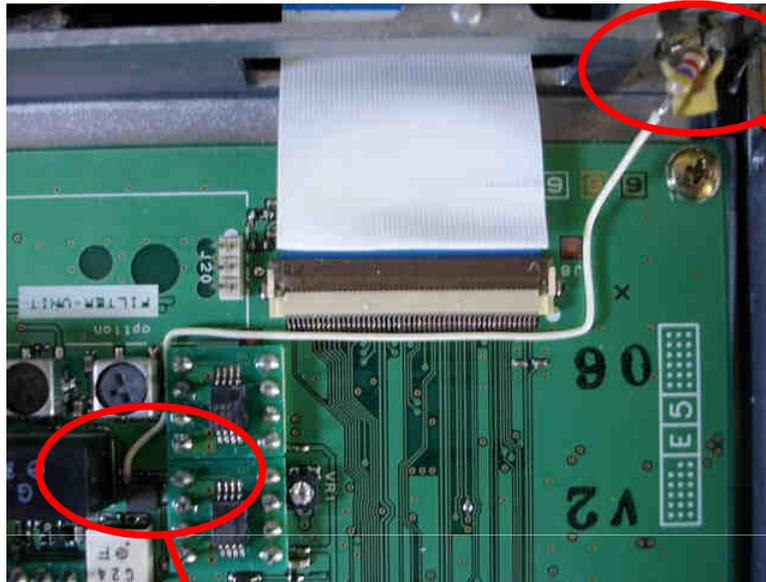
RAPPELS spécialement dédiés aux allergiques des réglages du FT817nd via soft interne (extrait du PPT Transverter 10 GHz - 2014)

-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

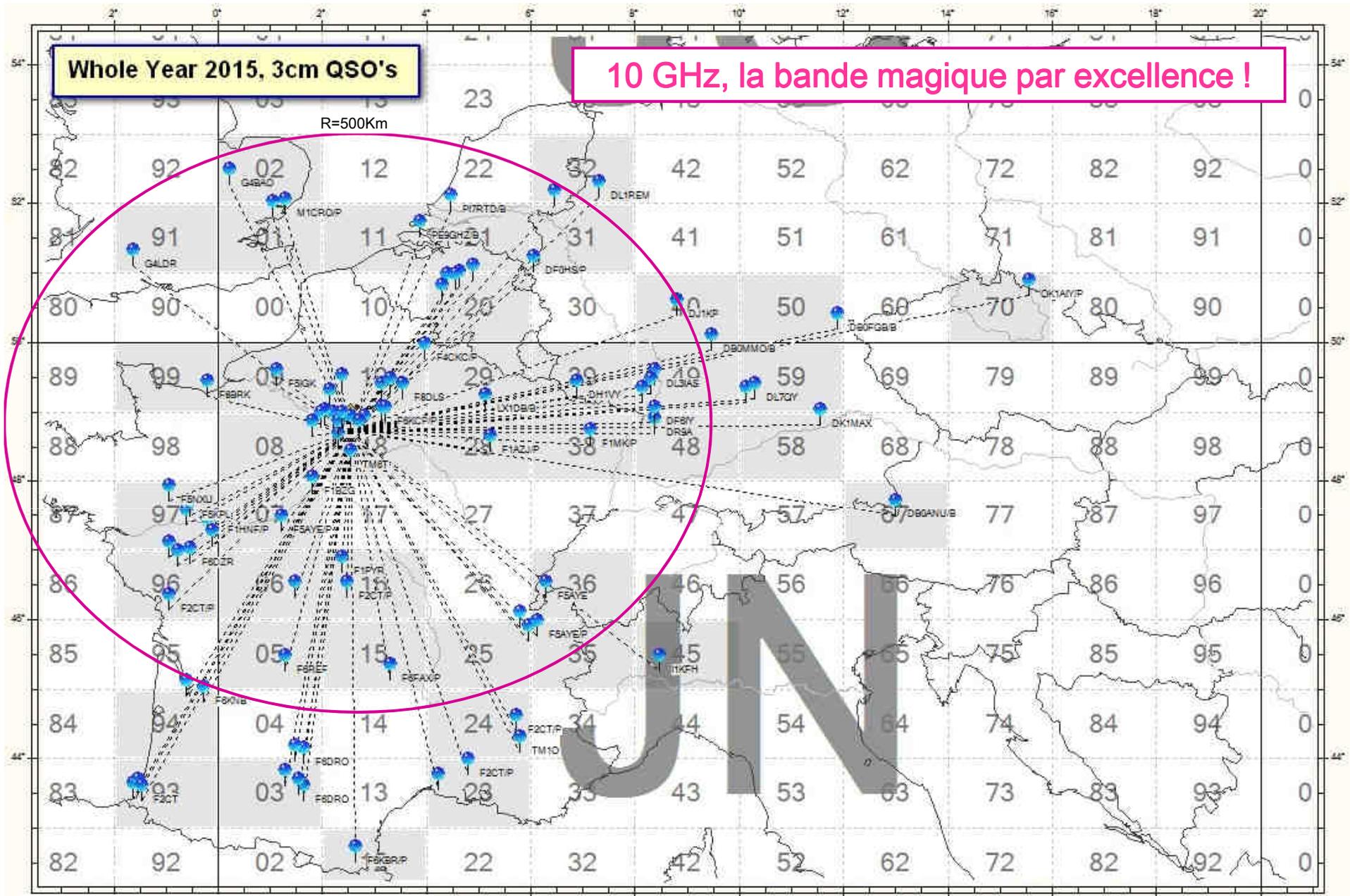
Remerciements

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, Joel F1JWJ, Pascal F1LPV, Denis F5MTZ, Jean-Michel F5BVJ, 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

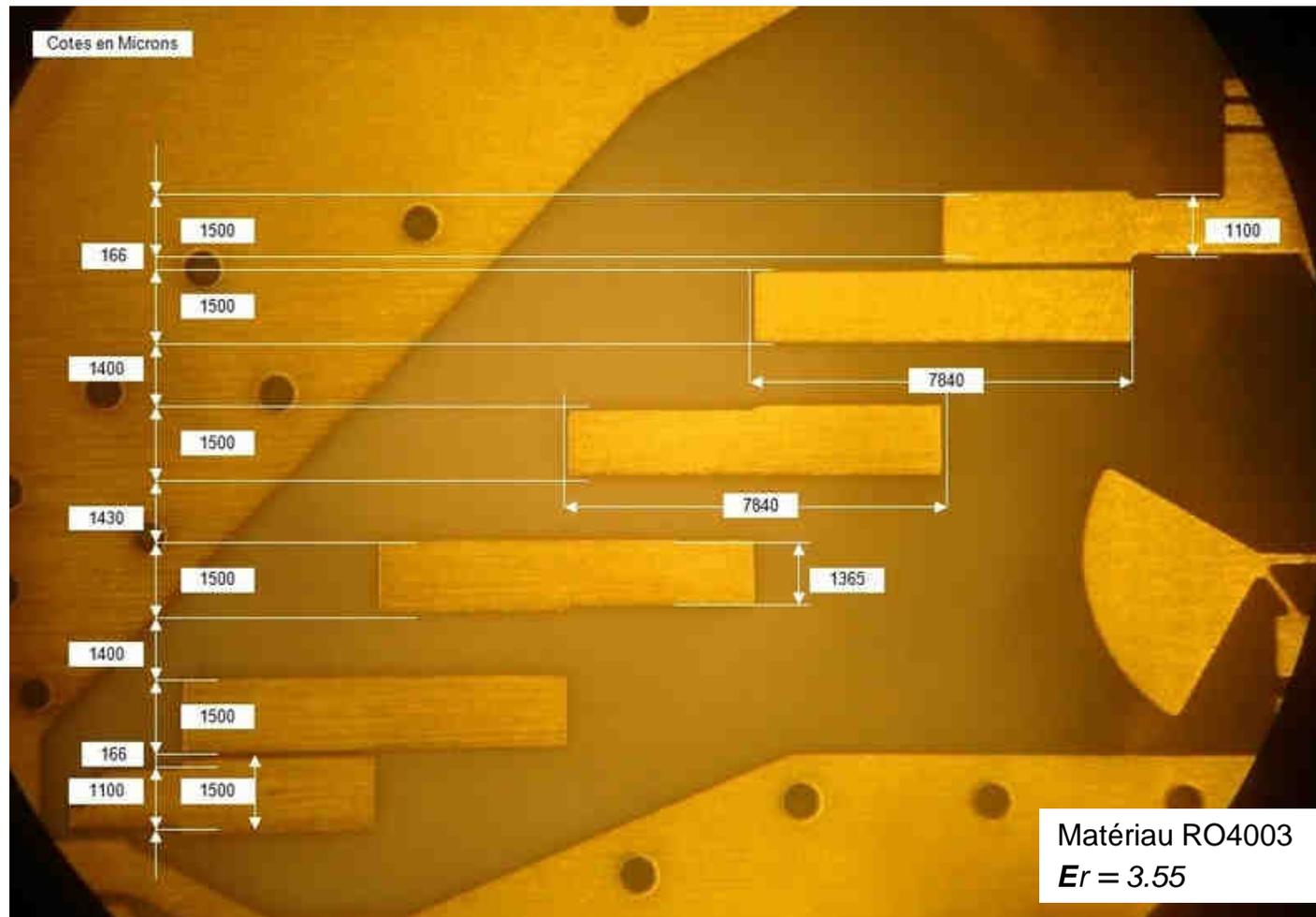
Je reste bien sur ouvert à toute suggestion susceptible d'être utile à l'ensemble de la communauté Hyper et les inclurai alors dans cet exposé le plus rapidement possible



Mapper effectué sous Ham Radio Deluxe 3.4 build 1254
 (l'usine à gaz actuelle de HB9DRV est incompatible) !

Rétrosimulations sur filtres interdigités 3cm 4 étages BVA

Dimensions du filtre interdigité 4 étages commun TRX



4 étages TRx : rétrosimu fittant au plus près dimensions + mesure RF réelles

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

General Requirements:

Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1500 um
Maximum Width	1.6 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	1.5 mm

Band Pass Requirements:

Pass Band Frequency	10.370 GHz
Pass Band Width	500 MHz
Stop Band Width	2000 MHz

Force Order Enter Desired Order: 4

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



NetList Restore Layout View Other Info 4

4th Order Band Pass Butterworth
Center Frequency = 10.37 GHz
Pass Band Width = 500.0 MHz

Coupled Resonator Parameters:
43.47 Inductor
Recalc Impedance

Microstrip Filter
Er = 3.550
Dielectric Height = 510.0 um
Conductor Thickness = 10.00 um

8.696 mm
Total Width: 20.40 mm
Total Height: 13.38 mm

Thu Apr 7 19:12 2016

QuickStrate

Distributed Substrate

Substrate Type:
 RGLC
 Stripline
 Microstrip
 Suspend With Cover

Substrate Parameters:
 10.0 um Conductor Thickness Er: 3.55
 0.51 mm Dielectric Height Gold: 1.43 Resist. 1 = Cu
 0.03 Loss Tan.
 Er Selection Losses

Close

Perte 4 cellules : 15.3 → 13.6dB
 Fréquence centrale 10.37 GHz
 Bande passante 500 MHz
 Loss tang. → 0.03

4 cellules : simulation inverse d'optimisation

Avec la valeur approchée de tangente Delta (perte diélectrique) précédemment trouvée

QuickStrate - Distributed Substrate

Substrate Type: RGLC Stripline Microstrip Suspend With Cover

Substrate Parameters:

Conductor Thickness	10.0 um	Er	3.55
Dielectric Height	0.51 mm	Gold	1.43
		Resist. Loss	1 = Cu
		Tan.	0.03

Er Selection Losses

4th Order Band Pass Butterworth

Center Frequency = 10.37 GHz
 Pass Band Width = 500.0 MHz

Coupled Resonator Parameters:

43.47	Equiv.
	Inductor
	Impedance

Recalc

Microstrip Filter
 Er = 3.550
 Dielectric Height = 510.0 um
 Conductor Thickness = 10.00 um

50.00 Ω

4.111 mm 4.062 mm 4.058 mm 4.062 mm 4.111 mm

Wid = 1.500 mm				
Gap = 160.0 um	Gap = 949.0 um	Gap = 1.339 mm	Gap = 949.0 um	Gap = 160.0 um
Zoo = 31.10 Ω	Zoo = 39.19 Ω	Zoo = 40.13 Ω	Zoo = 39.19 Ω	Zoo = 31.10 Ω
Zoe = 48.85 Ω	Zoe = 44.30 Ω	Zoe = 43.47 Ω	Zoe = 44.30 Ω	Zoe = 48.85 Ω
θo = 81.32 Deg	θo = 82.78 Deg	θo = 83.26 Deg	θo = 82.78 Deg	θo = 81.32 Deg
θe = 89.14 Deg	θe = 87.68 Deg	θe = 87.20 Deg	θe = 87.68 Deg	θe = 89.14 Deg

Wed May 18 16:11 2016

Distributed Filter S Parameters

Plot showing S₂₁/S₁₂ (blue line) and S₁₁/S₂₂ (green line) vs Frequency (Hz).
 -29.47 dB, -2.588 dB, 9.935 GHz
 -13.6 dB, -6.83 dB, 10.37 GHz
 rej L0 15.9 dB

Wed May 18 16:11 2016

Perte 3 cellules : 13.6 → 10.2dB
 Fréquence centrale 10.37 GHz
 Bande passante 500 MHz
 Loss tang. → 0.03

Même simulation mais sur filtre 3 cellules

The screenshot displays the software interface for designing a 3rd Order Band Pass Butterworth filter. The main window is divided into several sections:

- General Requirements:**

General Requirements	Value
Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1.5 mm
Maximum Width	1.6 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	1.5 mm
- Band Pass Requirements:**

Band Pass Requirements	Value
Pass Band Frequency	10.37GHz
Pass Band Width	500MHz
Stop Band Width	2000 MHz
- Force Order:** Enter Desired Order: 3
- Substrate Parameters (QuickStrate):**
 - Substrate Type: Distributed Substrate
 - Substrate Parameters:

Conductor Thickness	3.55	Er
Dielectric Height	0.51 mm	Resist. = Cu
Dielectric	Gold	Loss
Dielectric Height	0.03	Tan.
 - Er Selection Losses
- Simulation Results (Distributed Filter S Parameters):**
 - Graph showing S₂₁/S₁₂ (blue) and S₁₁/S₂₂ (green) vs Frequency (Hz).
 - Center Frequency: 10.37 GHz
 - Pass Band Attenuation: -9.593 dB
 - Stop Band Attenuation: -10.17 dB
 - Rejection at 9.935 GHz: -22.21 dB
 - Rejection at 10.37 GHz: -2.463 dB
 - Rejection at 11.5 GHz: -12 dB (Rej L0)
- Microstrip Filter Details:**
 - Er = 3.550
 - Dielectric Height = 510.0 um
 - Conductor Thickness = 10.00 um
 - Layout: 4 segments with lengths 4.140 mm, 4.052 mm, 4.052 mm, 4.140 mm.
 - Segment parameters:

Segment	Wid	Gap	Z ₀₀	Z _{0e}	θ ₀	θ _e
1	1.500 mm	160.0 um	31.10 Ω	48.85 Ω	81.90 Deg	89.78 Deg
2	1.500 mm	1.101 mm	39.83 Ω	43.92 Ω	82.83 Deg	87.33 Deg
3	1.500 mm	1.101 mm	39.83 Ω	43.92 Ω	82.83 Deg	87.33 Deg
4	1.500 mm	160.0 um	31.10 Ω	48.85 Ω	81.90 Deg	89.78 Deg

Perte 4 cellules : 13.6 → 10.6dB
 Fréquence centrale 10.6 GHz
 Bande passante 1000 MHz

4 cellules : élargissement BP à 1000 MHz

The screenshot displays the Quickstrate software interface for designing a 4th order band pass Butterworth filter. The main window is divided into several sections:

- General Requirements:**

General Requirements:	Value
Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1.5 mm
Maximum Width	1.6 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	1.5 mm
- Band Pass Requirements:**

Band Pass Requirements:	Value
Pass Band Frequency	10.6 GHz
Pass Band Width	1000 MHz
Stop Band Width	2000 MHz
- Force Order:** Force Order Enter Desired Order: 4
- 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 Dialog:**
 - Substrate Type: RGLC, Stripline, Microstrip, Suspend
 - Substrate Parameters:

10 um	Conductor Thickness	3.55	Er
0.51 mm	Dielectric Height	Gold: 1.43	Resist. Loss
		0.03	Tan. Loss
- 4th Order Band Pass Butterworth Parameters:**
 - Center Frequency = 10.60 GHz
 - Pass Band Width = 1.000 GHz
 - Coupled Resonator Parameters: 45.01 Equiv. Inductor Impedance
 - Microstrip Filter: Er = 3.550, Dielectric Height = 510.0 um, Conductor Thickness = 10.00 um
- Plot: Distributed Filter S Parameters**
 - Graph showing S11/S22 (red) and S21/S12 (blue) vs Frequency (Hz).
 - Key points: -10.57 dB at 10.36 GHz, -5.389 dB at 10.36 GHz, -20.34 dB at 9.935 GHz, -2.479 dB at 9.935 GHz.
- Circuit Diagram:** Shows a series of five resonators with widths of 1.500 mm and various gaps (160.0 um, 447.1 um, 735.6 um, 447.1 um, 160.0 um).

Perte 4 cellules : 10.6 → 5.6dB
 Fréquence centrale 10.6 GHz
 Bande passante 1000 MHz

4 cellules : épaisseur substrat double

The screenshot displays the QuickStrate software interface for designing a 4th Order Band Pass Butterworth filter. The main window is divided into several sections:

- General Requirements:**

General Requirements	Value
Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1000 um
Maximum Width	6.35 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	6.35 mm
- Band Pass Requirements:**

Band Pass Requirements	Value
Pass Band Frequency	10.6 GHz
Pass Band Width	1000 MHz
Stop Band Width	2000 MHz
- Topology:** Parallel Edge Untapped
- QuickStrate Parameters:**
 - Substrate Type: RGLC
 - Substrate Parameters:

Conductor Thickness	3.35	Er
Dielectric Height	Gold 1.43	Resist. 1 = Cu
	0.03	Loss Tan.
 - Er Selection Losses
- 4th Order Band Pass Butterworth Parameters:**
 - Center Frequency = 10.60 GHz
 - Pass Band Width = 1,000 GHz
 - Coupled Resonator Parameters: 45.38 (Equiv. Inductor Impedance)
 - Microstrip Filter: Er = 3.350, Dielectric Height = 1.270 mm, Conductor Thickness = 510.0 nm
- Physical Layout:** A diagram showing a 50.00 Ω source connected to a series of five resonators with widths (Wid) and gaps (Gap) as follows:

3.900 mm	3.796 mm	3.780 mm	3.796 mm	3.900 mm
Wid = 2.480 mm	Wid = 3.775 mm	Wid = 3.836 mm	Wid = 3.775 mm	Wid = 2.480 mm
Gap = 160.0 um	Gap = 1.057 mm	Gap = 1.796 mm	Gap = 1.057 mm	Gap = 160.0 um
Zoo = 34.23 Ω	Zoo = 36.99 Ω	Zoo = 38.66 Ω	Zoo = 36.99 Ω	Zoo = 34.23 Ω
Zoe = 69.25 Ω	Zoe = 47.43 Ω	Zoe = 45.38 Ω	Zoe = 47.43 Ω	Zoe = 69.25 Ω
θo = 75.29 Deg	θo = 76.10 Deg	θo = 76.56 Deg	θo = 76.10 Deg	θo = 75.29 Deg
θe = 82.71 Deg	θe = 81.90 Deg	θe = 81.44 Deg	θe = 81.90 Deg	θe = 82.71 Deg
- Performance Graph:** Distributed Filter S Parameters vs Frequency (Hz).
 - Passband center: 10.37 GHz, -5.665 dB
 - Stopband attenuation at 9.935 GHz: -13.09 dB (S21/S12), -4.905 dB (S11/S22)
 - Rejection level (Rej L0): 7.5 dB
 - Stopband attenuation at 10.37 GHz: -17.34 dB

Perte 3 cellules : 5.6 → 4.5dB
 Fréquence centrale 10.6 GHz
 Bande passante 1000 MHz

3 cellules, BP = 1000 MHz, épaisseur double

The screenshot displays the design environment for a 3rd Order Band Pass Butterworth filter. The main window is divided into several sections:

- General Requirements:**

General Requirements	Value
Pass Band Attenuation	3.010 dB
Stop Band Attenuation	40 dB
Impedance	50 Ohms
Minimum Width	1000 um
Maximum Width	6.35 mm
Minimum Gap	160 um
Maximum Gap	6.35 mm
- Band Pass Requirements:**

Band Pass Requirements	Value
Pass Band Frequency	10.6 GHz
Pass Band Width	1000 MHz
Stop Band Width	2000 MHz
- Force Order:** Enter Desired Order: 3
- Substrate Parameters (QuickStrate):**
 - Substrate Type: RGLC, Stripline, Microstrip, Suspended
 - Substrate Parameters: 0.51 um, 1.27 mm
 - Conductor Thickness: 3.35
 - Dielectric Height: Gold: 1.43
 - Er Selection Losses:
- Microstrip Filter Parameters:**
 - Er = 3.350
 - Dielectric Height = 1.270 mm
 - Conductor Thickness = 510.0 nm
- Physical Dimensions:**

Wid	Gap	Zoo	θo	θe
2.568 mm	160.0 um	33.72 Ω	75.53 Deg	82.99 Deg
3.596 mm	1.363 mm	39.22 Ω	76.54 Deg	81.99 Deg
3.596 mm	1.363 mm	39.22 Ω	76.54 Deg	81.99 Deg
2.568 mm	160.0 um	33.72 Ω	75.53 Deg	82.99 Deg
- Plot: Distributed Filter S Parameters**
 - Center Frequency: 10.6 GHz
 - Pass Band Width: 1.000 GHz
 - Rejection at 9.935 GHz: -11.05 dB (-3.648 dB)
 - Rejection at 10.36 GHz: -4.523 dB (-14.71 dB)
 - Rejection at 10.6 GHz: -6.5 dB (Rej L0)

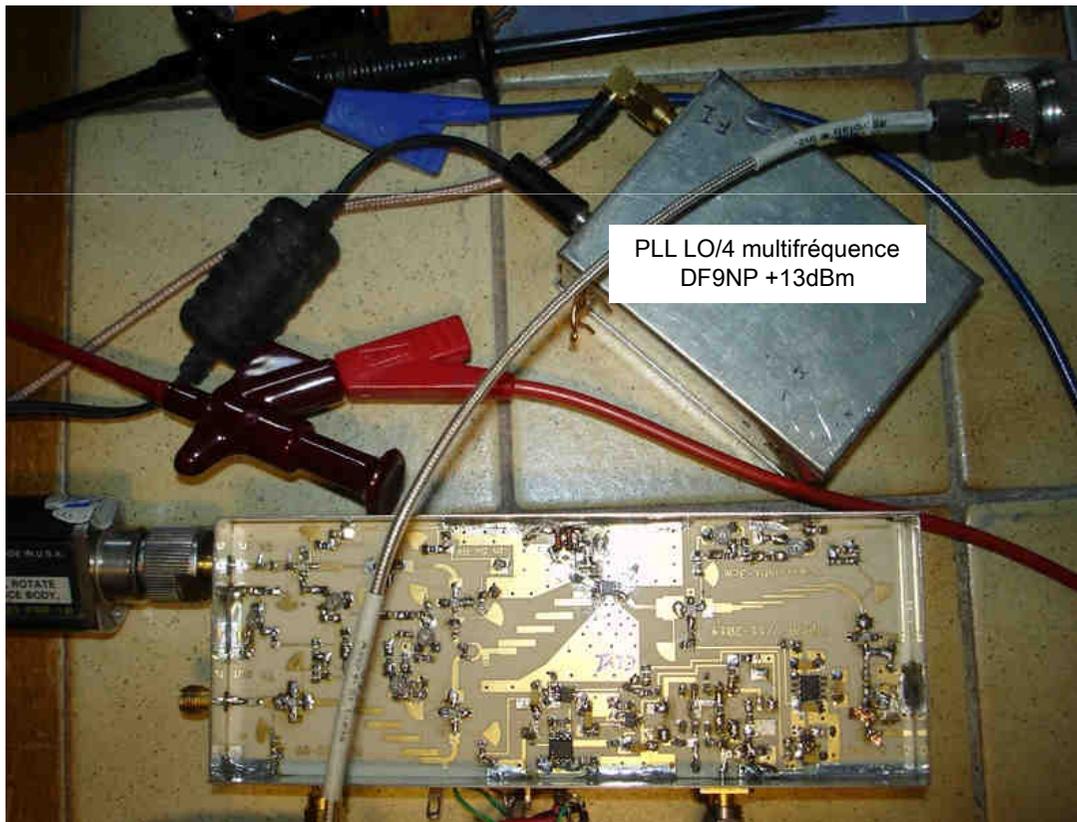
Filtre interdigité TRx 3cm : conclusion

- Après simulation théorique puis mesures RF du 1^{er} circuit imprimé, une rétrosimulation permettant de cadrer au plus près vers les mesures dimensionnelles ainsi que RF permet alors de déterminer la perte tangente Delta appropriée pour cette bande
- Avec cette valeur de tangente delta prise comme référence, une 2^{ème} simulation permet alors de se rapprocher vers le meilleur compromis possible, en jouant de nouveau sur les paramètres de :
 - fréquence centrale
 - bande passante
 - nombre de cellules
 - réjection LO
- Avec la même épaisseur substrat, une nouvelle simulation gagne alors 1.7dB sur sa perte (13.6dB au lieu de 15dB)
- Passer à 3 cellules gagne 3dB en descendant alors la perte à 10.4dB
- Augmenter la bande passante de 500 à 1000 MHz ne change rien
- Par contre **passer l'épaisseur du substrat à 1.27mm** est extrêmement bénéfique → perte de 10.4dB diminuant à 5.6dB sur 4 cellules et de 3.6dB sur 3 cellules
- Nécessité de conserver ce gap minimal de 150 à 200 μ m car :
 - si inférieur, certes la perte série théorique diminue encore mais les influences de sous ou sur-gravure deviennent beaucoup trop prépondérantes et nuisent à sa reproductibilité d'un exemplaire à l'autre
 - si supérieur, la perte série ne fait alors qu'augmenter et de façon assez rapide

Transverter F5ELY bifréquence TVA / phone



Enorme perte du relais TRx de 4.7dB à 1300 MHz !!
Voir commutation TRx extérieure, ou relayage moins perteux



En résumé

Suggestions d'améliorations en cas de nouveau design à rétro-simuler cette fois-ci plusieurs fois

Après la mesure sur 23 exemplaires (en provenance de toute la France), on en arrive aux conclusions suivantes :

1- Deux filtres interdigités 4 étages TRx commun central et spécifiqueTx:

- Bien trop mous et perteux
- Filtre spécifique Tx non utile
- Basculer sur une technologie à filtres Hairpin, moins gourmande en place et moins perteuse

2- Filtre interdigité 4 étages LO :

- Egalement trop mous et perteux
- Totalement inutile en cas d'utilisation d'un PLL LO/4 DF9NP

3- Filtre passe-bas LO/4:

Egalement totalement superflu avec un PLL LO/4 DF9NP

4- Filtre passe-bas IF:

Inutile car de toute façon, non utilisable en FI 223cm

5- Choix du mélangeur HMC220 :

Bannir la provenance UT-Source, si l'on ne peut pas les caractériser soi-même en RF avec 2 gènes RF et un analyseur de spectre !

6- Choix des FETs NE32584c:

- Chaîne Rx : 3 FETs absolument «non UT-Source» (particulièrement le 1^{er} étage)
- Vérifier tous les FETs avant mise sous tension, que $6\Omega < R_{ds} < 9\Omega$

7- Actuellement le stubage des 3 étages Rx reste totalement incontournable (y compris côté LO)