

Modulation double port FSK/GFSK pour une utilisation en DECT ou liens radio digitaux

par Christophe Fourtet F1RHR

1) Introduction.

Le but de cet exposé technique est de décrire la planche à pain construite pour démontrer la faisabilité d'une modulation FSK / GFSK double port sur un synthétiseur, utilisable pour des systèmes de transmission de données faible coût ou des téléphones sans fil digitaux tels que DECT. Une attention particulière a été prêtée aux impacts dus à de diverses dispersions des différents blocs, inhérentes à la fabrication en grande quantité.

Le travail a été conduit avec le but d'arriver à une solution « zéro réglage »

- La première section du document présente une description du banc d'essai, et des différentes pièces constituant le circuit.
- La seconde section montre un ensemble de résultats obtenus dans diverses conditions, simulant les dispersions potentielles.

2) description du circuit.

a) Le banc d'essai (schéma 1)

Le banc d'essai utilise les panneaux ou les matériels suivants:

- un VCO/synthesiseur classique construit avec les composants existants de MOTOROLA
- un filtre analogique de GFSK
- un pseudo générateur aléatoire digital fournissant le flux de données digital
- un générateur de rf pour simuler le synthétiseur auxiliaire (référence du synthétiseur principal)
- un analyseur digital de modulation
- un analyseur de spectre de rf, pour l'analyse spectrale de pureté et de temps de verrouillage

Le générateur de référence et le synthétiseur principal peuvent être tous deux modulés par le même flux de données filtré selon le principe de la modulation double port

L'incrément de modulation du VCO et du générateur de référence, peuvent être ajustés indépendamment, afin de mesurer les influences des dispersions potentielles, telles que des dispersions de pente de VCO sur la qualité de modulation.

Il faut noter que la plupart des distorsions sur la modulation et par conséquent sur le diagramme d'oeil démodulé quand le système est correctement équilibré sont dues à la mauvaise conception du filtre GMSK passif .

Nous pouvons considérer ceci nous donne une image réaliste, car cette technique à faible coût est utilisée dans tous les téléphones sans fils DECT.

Mais pour des buts expérimentaux ou l'exécution pure du GMSK, où l'erreur de phase est un facteur important , une technique plus précise, telle que l'utilisation d'une ROM est beaucoup plus appropriée. Toutes les cibles de marché (transmission de données de GFSK, DECT...) sont basées sur la démodulation de FM, où l'erreur de phase n'est pas un paramètre important.

Alors le critère le plus valable est la qualité du diagramme d'oeil de déviation FM tel que nous le verrons dans les résultats.

L'influence du bruit sur le synthétiseur auxiliaire a été simulée en superposant le bruit blanc à la modulation de générateur de référence

Des résultats ne sont pas décrits dans ce document car des mesures plus réalistes seront faites sur la prochaine version du circuit sur lequel un synthétiseur auxiliaire pour l'oscillateur de référence sera mis en application.

Cependant, ce paramètre semble avoir une influence très faible sur les performances globales.

b) Le VCO. (schéma 2)

Le VCO a été conçu pour fonctionner comme oscillateur local TX / RX d'un téléphone DECT avec une FI de 110Mhz, sous des tensions allant de 2 à 5 volts.

A cause des dispersions réalistes se produisant habituellement avec de grandes quantités de production, ce VCO couvre plus de 160Mhz (110Mhz + 20Mhz + 30Mhz de marge) avec 2,5 volts de variation sur la diode varicap.

Cela donne autour 70Mhz/V de sensibilité d' accord, exigeant une bonne commande de VCO.

C'est un oscillateur classique Colpitts utilisant un MRF9411, une BB809 en tant que diode varicap et une piste simple sur le circuit pour le résonateur.

Les règles habituelles pour concevoir un tel VCO ont été évidemment appliquées: circuit de résonateur le plus compact possible, bons retours de masse...

Afin de découpler le signal de modulation de la tension de commande, la modulation est appliquée sur l'anode de la diode d' accord fournissant alors à une modulation plate avec un gain négatif.

Le buffer est un MRFIC0916, particulièrement approprié à cette application.

Le potentiomètre sur l'entrée de modulation est à usage expérimental seulement, et nous verrons qu'il n'est absolument pas nécessaire en exécution normale.

c) Le synthétiseur (schéma 3)

Le MC12210 est le noyau du synthétiseur. Sa référence est fournie par un générateur externe de rf sur le banc d'essai. L'entrée du prescaler est couplée au VCO par l'intermédiaire d'un atténuateur, pour garder la tension d'entrée dans les valeurs spécifiées.

Un filtre de boucle classique, comme proposé dans le datasheet, est utilisé.

d) Le filtre de bande GMSK (schéma 4)

Le filtre est basé sur un filtre de Bessel de 4 pôles, construit avec des inductances et des condensateurs à prix réduit, comme sur chaque terminal DECT.

L'ampli Op ne sera pas utilisé dans une vraie conception, mais était obligatoire pour assurer une entrée de modulation à basse impédance du générateur de référence.

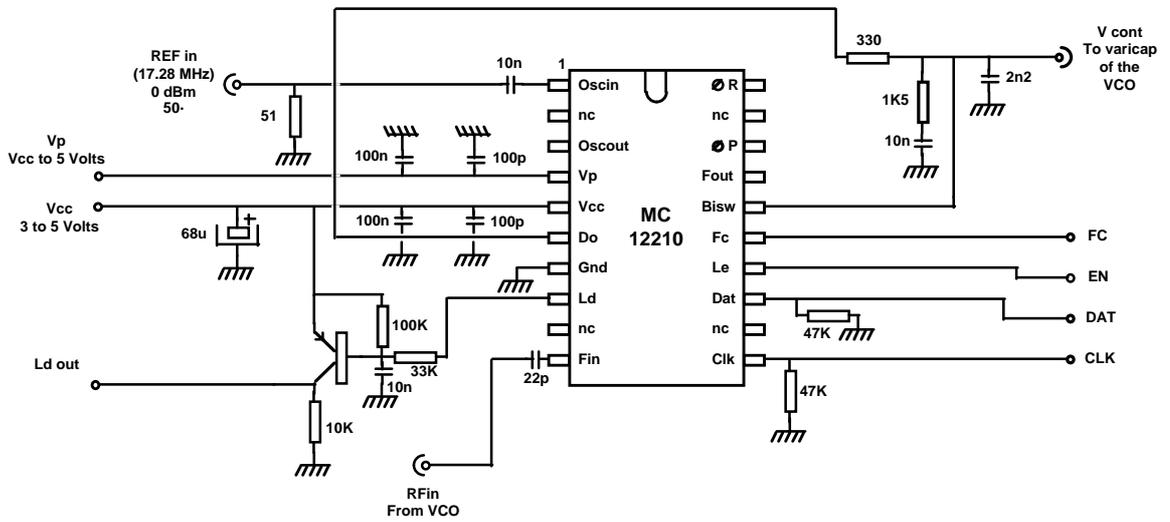
En raison non de la disponibilité de quelques valeurs d'inductance normalisées dans le laboratoire, ce filtre n'a pas été complètement optimisé, causant alors quelques distorsions.



MOTOROLA

Motorola Semiconducteurs S.A.
Centre Electronique de Toulouse

DECT synthesizer



MOTOROLA confidential proprietary

Christophe Fourtet RFSD RF subscriber group Toulouse

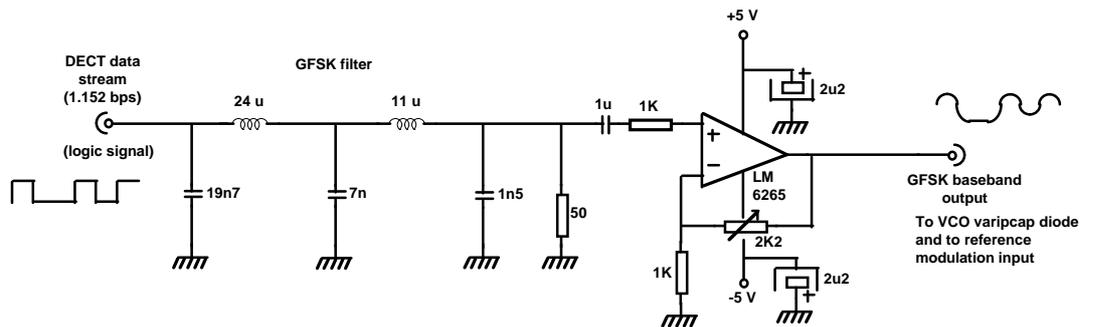
Schema 3



MOTOROLA

Motorola Semiconducteurs S.A.
Centre Electronique de Toulouse

DECT GFSK filter



MOTOROLA confidential proprietary

Christophe Fourtet RFSD RF subscriber group Toulouse

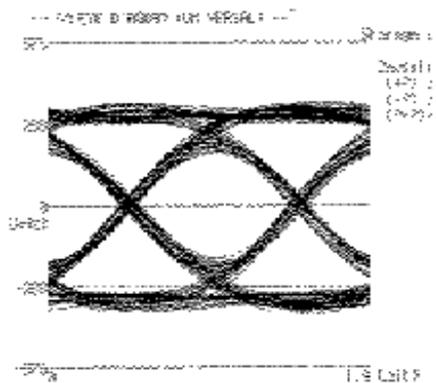
Schema 4

3) Résultats de mesure

Les trois premières figures illustrent le besoin de la modulation double port, en modulant un VCO d'un synthétiseur RF rapide de rf avec des données FSK / GFSK / GMSK.

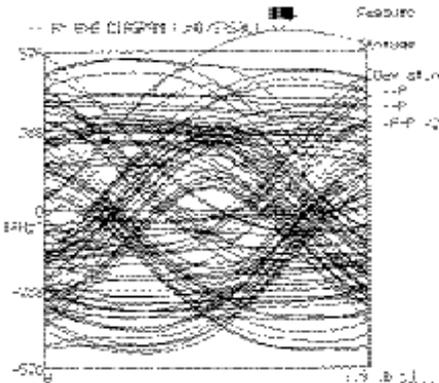
Il peut voir que l'intégrité de signal est gardée seulement avec la modulation double port (figure 1)

FIG 1



Modulation double port dans des conditions nominales
Freq : 1890 MHz
Pics de déviation: 300 KHz

FIG 2



Mêmes conditions, mais uniquement en modulant uniquement le VCO

FIG 3



Mêmes conditions, mais en modulant uniquement la référence du synthétiseur.

Le but des dix figures suivantes est de donner une bonne idée de la capacité du système d'être « zéro ajustement » dans une situation réelle et de volume élevé de fabrication.

Les figures 5, 8 et 11, montrent la variation d'incrément de modulation dans la bande de fréquence de DECT, avec le même accord équilibré nominal. Cette variation est seulement de 10 % dans toute la bande est à comparer aux 70 % laissés par les recommandations d'ETSI. Elle démontre que l'ajustement dynamique dans la bande n'est pas absolument exigé.

Les figures 4, 6, 7, 9, 10 et 12, montrent l'influence d'un déséquilibre de + ou - 30 % sur la profondeur de modulation de VCO par rapport à la valeur nominale. Ces + ou - 30 % de variation représentent beaucoup plus que tous les effets combinés des dispersions potentielles.

L'impact de ces dispersions en fait sont évalués pour être seulement + ou - 10 % au maximum. On peut voir que les figures 6 et 9 sont seulement hors du cahier des charges.

Dans tous les autres cas, le cahier des charges est respecté au niveau modulation et occupation du spectre. Avec + ou -10 % de variation, le cahier des charges est respecté, sans essai final d'ajustement sur la chaîne de fabrication.

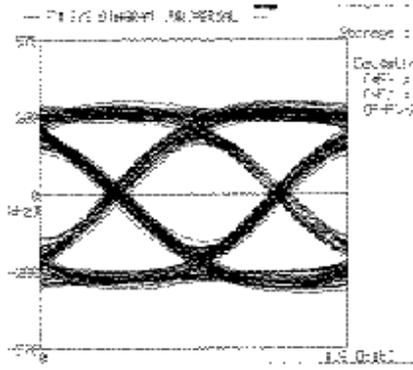
Finalement, la figure 13 montre un cas où la modulation de référence a été réduite de 50 % de sa valeur nominale!

Les influences de ces genres de variations sont vraiment insignifiantes, tenant compte alors d'une vraie solution sans ajustement final dans tous les cas. (aucun essai dynamique ou ajustement final, mais réglage fixé par la conception).

FIG 4

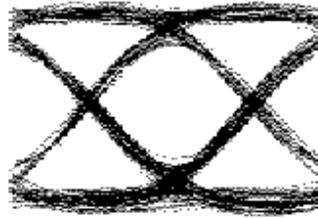
FIG 5

FIG 6



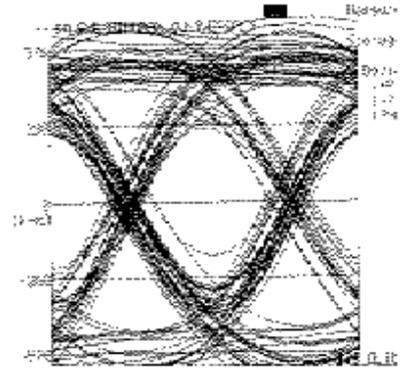
Freq : 1880 Mhz
 Unbalancing of -30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 300 KHz

FIG 7



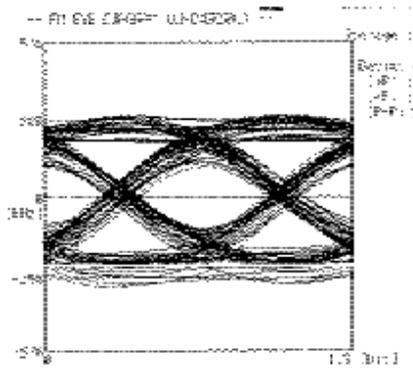
Freq : 1880 Mhz
 Nominal balanced tuning
 made at 1890 MHz
 Peak dev : 330 KHz

FIG 8



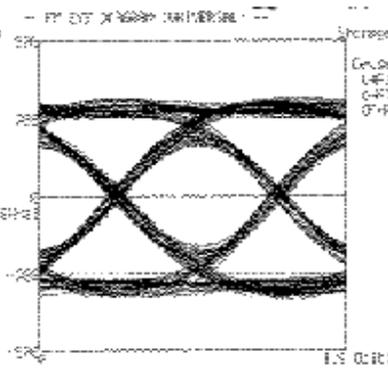
Freq : 1880 Mhz
 Unbalancing of +30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 600 KHz

FIG 9



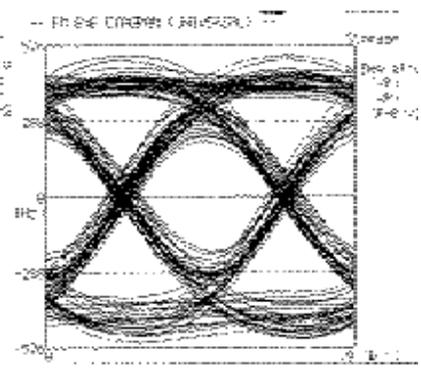
Freq : 1890 Mhz
 Unbalancing of -30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 290 KHz

FIG 10



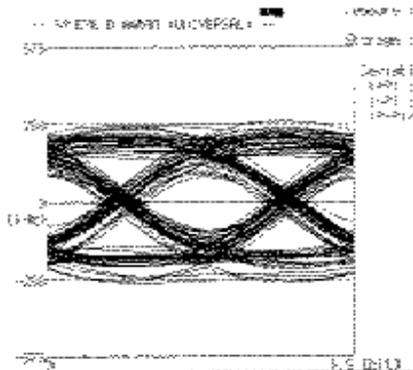
Freq : 1890 Mhz
 Nominal balanced tuning
 made at 1890 MHz
 Peak dev : 310 KHz

FIG 11

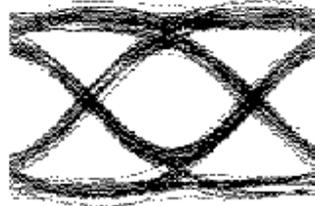


Freq : 1890 Mhz
 Unbalancing of +30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 500 KHz

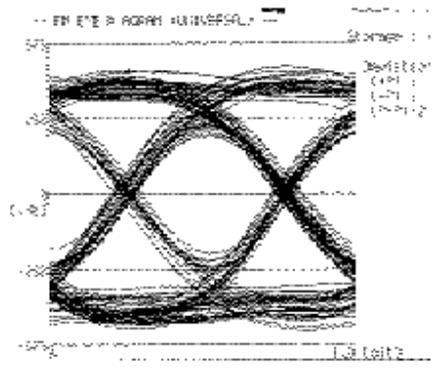
FIG 12



Freq : 1900 Mhz
 Unbalancing of -30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 288 KHz

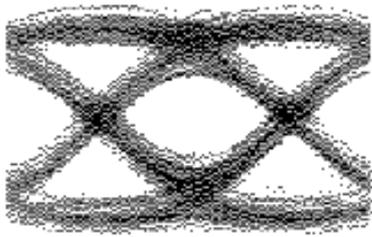


Freq : 1900 Mhz
 Nominal balanced tuning
 made at 1890 MHz
 Peak dev : 300 KHz



Freq : 1900 Mhz
 Unbalancing of +30% on the
 VCO modulation voltage
 Peak dev : 430 KHz

FIG 13



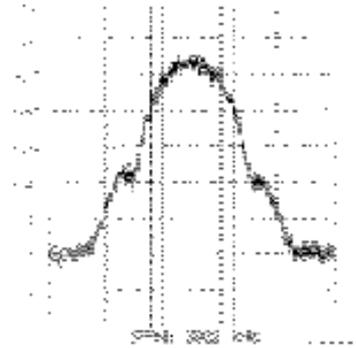
Freq : 1890 MHz
 Unbalancing of -50% on the
 REF modulation voltage
 Peak dev : 310 KHz
 (Nominally tuned as on fig 8)

FIG 14



Freq : 1890 MHz
 Nominal balanced tuning
 made at 1890 MHz
 Peak dev : 300 KHz
 Long term frequency drift.

FIG 15



Freq : 1890 MHz
 Modulation spectrum under
 nominal conditions.
 Occupied bandwidth : 1MHz.

La figure 14 démontre que la dérive de fréquence à long terme est évidemment réduite à zéro, même pour la période très longue, pour être comparée aux 20 to 30 kilohertz habituellement observés sur certains systèmes.

Il faut dire qu'en ce moment, la technique de la boucle ouverte exige de bons retours de masse pour le Vco et le besoin de ce VCO de fonctionner à la moitié de la fréquence transmise pour des raisons d'isolement . Ce n'est absolument pas nécessaire avec la technique de la modulation double port, réduisant encore le coût global.

La figure 15 est un exemple de spectre RF de sortie lorsqu'il est modulé avec une séquence digitale pseudo-aléatoire.

FIG 16

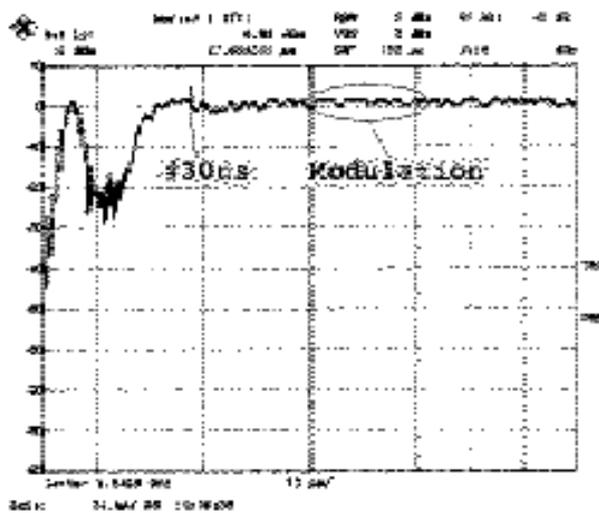
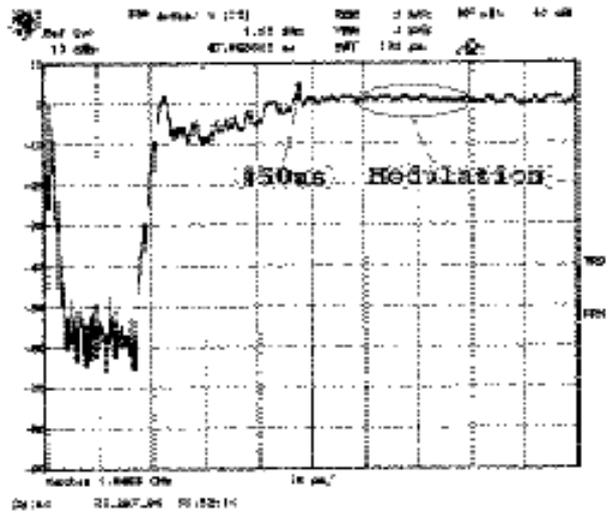


FIG 17



Temps de verrouillage pour un saut de 100 Mhz
autour 30µs pour une modulation non perturbée

Temps de verrouillage pour un saut de 150 Mhz
autour 50µs pour une modulation non perturbée

On peut voir le temps de verrouillage du synthétiseur pour des sauts de 100 et 150Mhz la figure 16 et 17, permettant un zéro blind slot avec une fréquence intermédiaire de 110 mégahertz par exemple. Il faut également garder à l'esprit que la vitesse de synthétiseur peut être ajustée avec presque aucune limitation due au principe de la modulation double port, les seules contre-parties étant l'atténuation de bande latérale de fréquence de comparaison (à 1,728 mégahertz en dessous de la porteuse).

D'autres mesures, non décrites dans cet article, ont été conduites, comme des mesures de bruit à plusieurs décalages de la porteuse, des mesures sur la future bande de fréquence DECT (1880 à 1920 mégahertz), la variation du VCO une fois relié à un amplificateur de puissance de TDMA, les fréquences indésirables...

Le bruit a été mesuré à -140 dBc / hertz à 5 Mhz, -135 dBc / hertz à 3 Mhz de la porteuse et les bandes latérales de fréquence de comparaison étaient à -70 dBc, ce qui est largement assez pour le DECT. Le système était toujours entièrement conforme sur la bande de fréquence étendue de DECT et encore plus, sans le besoin d'ajustement.

Finally, nous pouvons dire que la sensibilité aux variations de la charge en sortie est beaucoup plus faible que sur des architectures en boucle ouverte.

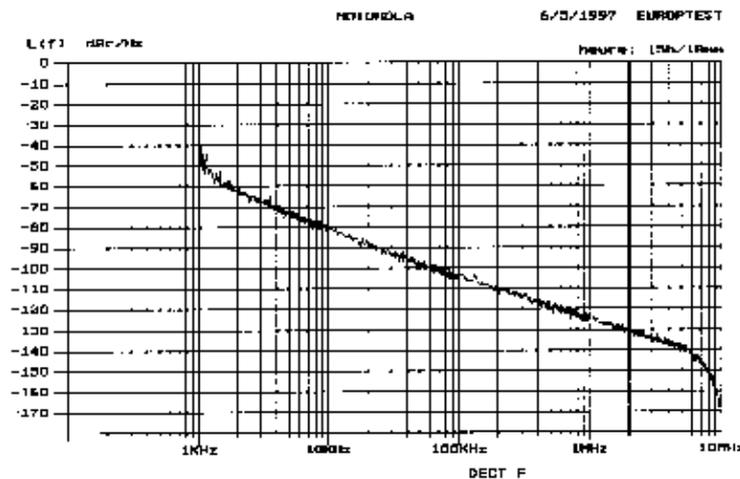


Fig 18 : Bruit du Vco en fonction de la fréquence (dBc / Hz)

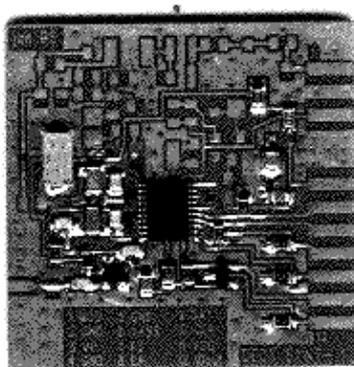


Fig 19 : Le circuit synthetiseur
(Simple face avec plan de masse)

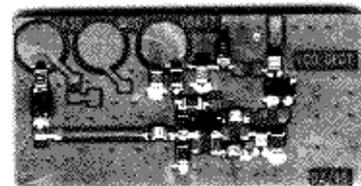


Fig 20 : Le circuit VCO
(Simple face avec plan de masse)

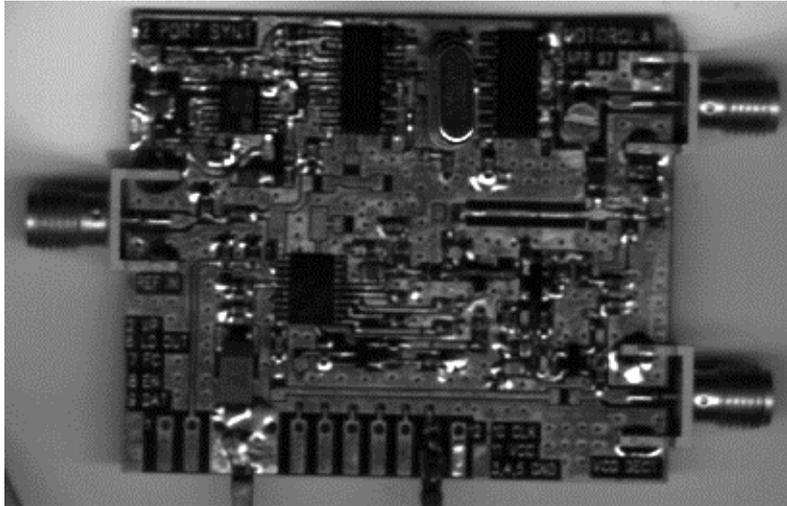


Fig 21 : Le synthétiseur 2 Ghz GFSK avec une fréquence de référence externe.

4) conclusion.

La validité de la technique de modulation double port pour les transmissions digitales ou les liens DECT a été démontrée.

Les diverses mesures ont également montré que l'ajustement n'était pas du tout nécessaire pour l'usage dans les radios de DECT (réglage dynamique, et même le réglage de test final).

En exécutant des modulations d'exactitude élevées comme le GMSK ou la modulation de GSM est encore possible en intégrant un accord dynamique automatique de la valeur de modulation, et en produisant de la forme d'onde de base avec un look up table generator, comme utilisé pour générer des signaux I / Q .

Les avantages de cette technique comparée aux solutions existantes sont:

- minimum de bruit et de fréquences indésirables dues à la génération directe de rf
- économie de coût substantielle sur le filtrage et le circuit
- sensibilité très basse des phénomènes de charge en sortie et très bonne robustesse
- facilité de mise en place pendant la conception
- possibilité d'exécution sans visibilité zéro de fente

On peut dire que ces avantages ont été directement appréciés pendant la réalisation du circuit de test....

En conclusion, il est important de noter que ce circuit de test, entièrement conforme avec le cahier des charges DECT, a été construit avec des composants existants de MOTOROLA,