



## (12) FASCICULE DE BREVET

(11) N° de publication :  
**MA 34568 B1**

(51) Cl. internationale :  
**H04B 7/08; H04B 1/40**

(43) Date de publication :  
**02.10.2013**

---

(21) N° Dépôt :  
**34699**

(22) Date de Dépôt :  
**16.03.2012**

(71) Demandeur(s) :  
**UNIVERSITE MOULAY ISMAIL, MARJANE 2, BP:298 MEKNES (MA)**

(72) Inventeur(s) :  
**seddik Bri ; ABDELRHANI NAKHELI ; AHMED MAMOUNI**

(74) Mandataire :  
**Seddik Bri**

---

(54) Titre : **Récepteur Intégré Large Bande: RILB**

(57) Abrégé : LE RÉCEPTEUR INTÉGRÉ LARGE BANDE EST BASÉ SUR L'ARCHITECTURE SUPERHÉTÉRODYNE EN TECHNOLOGIE RADIO-LOGICIEL. CE RÉCEPTEUR EST COMPOSÉ DES ÉLÉMENTS (ANTENNE, FILTRE RF, FILTRE ANTI-REPLIEMENT, AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT (AFB), DIVISEUR DE PUISSANCE, MÉLANGEUR, OSCILLATEUR). LE DIMENSIONNEMENT EST RÉALISÉ POUR CHAQUE COMPOSANT POUR ABOUTIR À UN RÉCEPTEUR LARGE BANDE FAIBLE BRUIT. DES ÉLÉMENTS INTERNES DU RÉCEPTEUR SONT BIEN DIMENSIONNÉS POUR ÉLIMINER LA FRÉQUENCE IMAGE DU CANAL UTILISÉ EN TRANSMISSION. L'ORIGINALITÉ DE CE CIRCUIT INTÉGRÉ ET SON IMPLANTATION SUR DIVERS APPLICATIONS DE COMMUNICATIONS GSM, UMTS ET WIFI. LE TRAVAIL RÉALISÉ DANS LE CADRE DE CE BREVET A POUR CONSÉQUENCE LA CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE RÉCEPTION DE TAILLE RÉDUITE, DE FAIBLE CONSOMMATION ET DE FAIBLE COUT. UNE ANTENNE MULTI-BANDE DE TYPE FRACTALE POURRAIT ÊTRE IMPLANTÉE AU DÉBUT DE LA RÉCEPTION ET COUPLÉ À UN MÉLANGEUR BASÉ SUR UNE SOURCE CDMA POUR ABOUTIR À UN SYSTÈME DE DÉTECTION POUR DES APPLICATIONS DE SÉCURITÉ.

## Abrégé

Le récepteur intégré large bande est basé sur l'architecture superhétérodyne en technologie Radio-logiciel. Ce récepteur est composé des éléments (antenne, filtre RF, filtre anti-repliement, Amplificateur faible bruit (AFB), diviseur de puissance, mélangeur, oscillateur). Le dimensionnement est réalisé pour chaque composant pour aboutir à un récepteur large bande faible bruit. Des éléments internes du récepteur sont bien dimensionnés pour éliminer la fréquence image du canal utilisé en transmission. L'originalité de ce circuit intégré et son implantation sur divers applications de communications GSM, UMTS et WIFI.

Le travail réalisé dans le cadre de ce brevet a pour conséquence la conception d'un système de réception de taille réduite, de faible consommation et de faible cout.

Une antenne multi-bande de type fractale pourrait être implantée au début de la réception et couplé à un mélangeur basé sur une source CDMA pour aboutir à un système de détection pour des applications de sécurité.

02 OCT 2013

## RECEPTEUR INTEGRE LARGE BANDE (RILB)

L'invention concerne la conception d'un récepteur intégré large bande (RILB) ainsi que la technique de la bonne réception de l'information large bande.

L'invention concerne également le dimensionnement des circuits internes composant le récepteur RILB.

Un récepteur se compose de trois principaux blocs classés selon la nature des signaux à l'entrée (figure 1). Un bloc radiofréquence (RF) qui assure le traitement des signaux captés. Il se compose principalement d'une antenne assurant la détection des signaux, un filtre passe bande permet la sélection la bande utile, un amplificateur à faible bruit (AFB) amplifie le niveau des signaux généralement faibles et un ou plusieurs mélangeurs permettant la transposition de la fréquence du signal vers la bande de base qui peut se faire en une ou plusieurs étapes. Le second bloc assure le traitement des signaux en bande de base, il se compose principalement d'un ou de plusieurs filtres, un amplificateur à gain variable et un convertisseur analogique numérique permettant la conversion des signaux analogiques en numérique. Finalement un dernier bloc assure le traitement numérique du signal qui est assuré généralement par DSP.

Le rôle fondamental du récepteur est de démoduler la porteuse et de restituer le signal modulant original. Ainsi, l'étage radiofréquence (RF) est constitué d'un filtre RF passe bande permettant de sélectionner la bande passante du signal et d'un amplificateur à faible bruit (AFB) à base d'un transistor BJT ou FET. Le filtre RF commute entre les différentes bandes de réception et l'amplificateur large bande pour pouvoir couvrir toutes les bandes de réception allant du GSM à plusieurs Gigahertz.

L'étage IF est constitué d'un mélangeur qui assure la conversion de fréquence du signal RF par l'utilisation d'un oscillateur local. Un filtre passe bas est placé à la sortie du mélangeur pour filtrer le signal utile à la fréquence intermédiaire fixe.

Un système de réception intégré large bande est représenté en figure 2. Ce système comprend une antenne de réception. Elle est utilisée pour fonctionner comme une antenne d'émission, et dans ce cas, la réception est reliée à un circulateur. L'antenne patch est carrée directif adaptée, constituée de deux plans métalliques parallèles séparés par un substrat à faible perte. Elle est moins coûteuse et plus facile à fabriquer à partir d'un PCB, compatible avec des circuits intégrés. Un réseau d'antenne patch permet d'augmenter le gain et la bande passante. La variation de la taille de l'excitation permet de varier aussi la bande passante et le niveau du

coefficient de réflexion. Le signal reçu par l'antenne est transmis à un filtre radiofréquence (RF) (bloc 1), type passe-bande qui sert à sélectionner la bande utile et à atténuer les signaux hors-bande. Le filtre RF conçu doit répondre à de nouvelles spécifications, qu'elles soient d'ordre technique ou d'ordre financier :

- Fonctionnement aux fréquences RF avec de fortes contraintes de filtrage : fréquence centrale, largeur de bande passante, sélectivité;
- Prise en compte de paramètres spécifiques tels que l'adaptation en entrée / sortie ;
- Prise en compte des pertes (liées au facteur de bruit);
- Prise en compte du gain, de la consommation, de la non-linéarité, du bruit ;
- Réduction de taille (gain d'encombrement) et de coût, notamment pour la production de masse.

Le récepteur contient un amplificateur faible bruit (AFB) (bloc 2), permettant à amplifier le signal tout en respectant un niveau de bruit faible. L'amplificateur est dimensionné en se basant sur le transistor BJT et un transistor FET.

L'amplificateur conçu pour des applications sans fil a un gain supérieur à 10 dB et un facteur de bruit inférieur à 2 dB. La figure 3 montre que la stabilité à la source est égale à 2.623 et celle à la charge est de 2.01 à la fréquence 866 MHz. Ces deux valeurs sont supérieures de 1 et démontre la stabilité de ce circuit.

Le diviseur de puissance (bloc 3), se compose de trois ports : une entrée et deux sorties. Ce circuit divise la puissance d'entrée par deux, et la répartir sur les deux ports de sortie. Les paramètres d'isolation sont négligeables (figure 4), ce qui augmente la qualité du récepteur intégré avec un niveau de puissance contrôlable.

Le mélangeur doublement équilibré (bloc 4), est harmonique, avec deux sources générant les signaux radiofréquence (RF) et un accès pour la fréquence de pompe d'oscillateur Local OL. L'objectif de la conception du mélangeur est de maximiser le transfert de la puissance à partir de la fréquence d'entrée vers la fréquence de sortie et à minimiser aussi la réflexion d'entrée. Les excellentes performances des mélangeurs symétriques associées à leur faible coût en font un composant largement utilisé et la faible perte de conversion égale à son facteur de bruit.

La sortie du mélangeur se compose des deux signaux aux fréquences  $|f_{OL} \pm f_{RF}|$  d'amplitude identique. On s'intéresse soit à l'un soit à l'autre de ces produits,  $|f_{OL} + f_{RF}|$  ou  $|f_{OL} - f_{RF}|$ .

Pour éliminer l'une des deux composantes, nous avons utilisé la configuration de la figure 5 qui représente un mélangeur à réjection d'image.

$$\text{Pour IF1 : } e_{IF1} = \cos \omega_{RF} t \cos \omega_{OL} t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t]$$

$$\text{Pour IF2 : } e_{IF2} = \sin \omega_{RF} t \sin \omega_{OL} t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t - \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t]$$

On peut soit additionner, en phase, ces signaux, soit effectuer une soustraction. La soustraction est analogue à l'addition d'un premier signal déphasé de  $\pi/2$  au second signal (bloc 5). On obtient alors sur les deux sorties, les deux composantes correspondant aux deux produits d'intermodulation :

$$e_{IF1} + e_{IF2} = \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t$$

$$e_{IF1} - e_{IF2} = \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t$$

Ainsi, un circuit intégré regroupant les éléments nécessaires pour réaliser un mélangeur permet de réduire le coût et l'encombrement.

Pour divers applications du receveur intégré large bande, nous avons conçu un mélangeur sous forme d'un circuit à structure interne variable suivant la fréquence à transmettre. Par conséquent quatre version du mélangeur en technologie millimétrique ont été développés. Deux mélangeurs sont conçus sur la base des lignes de transmissions micro-rubans (figure 6). Le premier pour une bande de fréquence GSM : [855 – 950] MHz avec une fréquence de signal intermédiaire de 855 MHz (figure 7). Le deuxième mélangeur basé sur la technique de multiplexage à étalement de spectre utilisant une source Code Division Multiple Access (CDMA) destiné aux applications de sécurité (figure 8).

La technique CDMA est destinée aux applications de sécurité. Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquences et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance, que confère l'étalement de spectre, aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission.

En remplaçant la source RF de la figure 7 par une source CDMA on obtient la figure 8.

Pour les deux autres versions du mélangeur, nous avons adopté une méthode de conception reposant sur deux étapes :

- La première étape consiste à faire le design du coupleur hybride pour l'entrée LO et l'entrée RF ainsi que l'évaluation de leur performances.
- La deuxième étape consiste à faire le design des circuits d'adaptation pour adapter l'impédance de la diode.

La diode Schottky est le composant le plus largement utilisé pour réaliser les différents types de mélangeur aux fréquences micro-ondes et millimétriques. Les paramètres de la diode Schottky utilisée sont : Model No. MGS901;  $IS = 1.6^{-12}$  à  $16^{-12}$ ;  $N = 1.35 - 1.45$ ;  $RS = 1.3$ ;  $CJO = 0.030^{-12}$  à  $0.06^{-12}$ ;  $VJ = 0.7$ ;  $M = 0.25$ ;  $E_G = 1.43$ ;  $BV = 5\text{ V}$  &  $IBV = 10^{-6}$ .

Ainsi, la conception de deux mélangeurs passifs à base d'une diode Schottky. Le premier mélangeur à diode unique équilibré Schottky BAT 15-03W est conçu pour les applications LAN sans fil tel que la fréquence RF est situé dans la gamme [2.412-2.484] GHz pour l'oscillateur local à une fréquence  $f(OL)=2.168\text{ GHz}$  et 280 MHz pour le signal de sortie IF (figure 9). Le deuxième mélangeur est soigneusement conçu à base d'une diode Schottky et un coupleur hybride à la fréquence RF fixée à 7 GHz avec une puissance 0 dBm et pour la fréquence d'oscillateur local de 6 GHz avec une puissance 12 dBm et une fréquence intermédiaire  $f(IF)=1\text{ GHz}$  (figure 10). Le travail de conception des deux derniers mélangeurs consistait à déterminer les différents circuits entourant l'élément non linéaire; le coupleur hybride d'entrée, les éléments d'adaptation de l'entrée et de la sortie, pour obtenir les performances optimales.

L'opération de mélangeur est examinée en détails en traçant les enveloppes de courant de collecteur et en faisant varier la puissance LO et en maintenant la puissance RF constante.

Les figures 11, 12 et 13 sont obtenues en traçant le courant de collecteur et la tension du port RF à l'égard de LO de -10 dBm, 0 dBm et +10 dBm, respectivement; sachant que la puissance RF à tous les trois cas est constante à -30 dBm.

Pour une puissance LO de -10 dBm (figure 11), l'enveloppe du courant de collecteur de sortie LO est modulé de manière uniforme par une fréquence lente battement, avec une durée de  $0.022\text{ }\mu\text{s}$  qui correspond à 45 MHz du signal IF. L'amplitude de LO est trop petite pour entraîner le dispositif en coupe sur des demi-cycles négatifs. Cependant, comme les augmentations d'entrée LO, le dispositif est entraîné de plus en plus le fonctionnement de classe B, la coupure sur les pics négatifs du collecteur de courant. L'amplitude de l'enveloppe augmente également avec une puissance de sortie IF.

Pour une puissance -10 dBm de LO, le gain de conversion atteint 11.25 dBm. On remarque aussi que ce gain augmente avec l'augmentation du niveau d'entraînement LO. Le gain de conversion devient maximal d'environ 20.2 dBm pour une puissance de +10 dBm et versa pour les pertes de conversion.

Avec ces quatre versions du mélangeur, un très bon raccordement avec tous les blocs du récepteur intégré large bande est établi.

L'oscillateur (bloc6), conçu à base d'un transistor bipolaire à  $f = 866$  MHz, en respectant le critère d'instabilité maximale (maximum de réaction positive ; ce qui assure un bon démarrage). Nous avons choisi le sp\_nec\_NE74000 qui est un transistor bipolaire NPN en puce en configuration base commune. Un oscillateur à réaction série (figure 14) est intégré pour avoir une meilleure performance de la forme d'onde à la fréquence de fonctionnement avec un niveau de puissance maîtrisable.

Dans le cas où la puissance d'oscillateur local est fixe à -10 dBm, et en faisant varier la puissance de port RF entre -60 dBm et 20 dBm, observe l'influence de cette variation sur le gain de conversion et la puissance de sortie.

Pour plus d'adaptation, un filtre passe bas (bloc 7), de fréquence de coupure maximale de 1 GHz est inséré à la sortie du mélangeur. Le tableau suivant représente une comparaison de la puissance de sortie de mélangeur avec et sans utilisation de filtre passe bas.

Fréquence (GHz)	1 GHz	2 GHz	6 GHz	7 GHz	8 GHz	11 GHz
Sans FPB (dBm)	-13.11	-111	-62.7	-90	-124	-88.2
Avec FPB (dBm)	-7.87	-35.5	-4.57	-36	-47.75	-33

Le bloc 8 représente la partie numérique pour le traitement numérique des signaux. Afin de concevoir la chaîne de réception de notre récepteur intégré large bande et évaluer ses performances, nous avons rassemblé tous les composants nécessaires dimensionnés avant, chacun dans une boîte pour une bonne lecture de la chaîne (figure 15). Le design du circuit intégré du récepteur large bande est élaboré par la conception assistée par ordinateur en figure 15. Pour le récepteur conçu, les variations fréquentielles des coefficients de transmission  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ , et  $S_{14}$  sont illustrés sur les figures 16 à 18. Ces coefficients de transmission, à la fréquence de fonctionnement du récepteur RILB,  $f = 866$  MHz, sont les suivants :  $S_{12} = -240$  dB,  $S_{13} = -268$  dB et  $S_{14} = -87$  dB. La forme du signal de sortie pour une application GSM est représentée sur la figure 19.

Pour une source CDMA, le spectre du signal de sortie de la chaîne est centré autour de la fréquence 100 MHz (figure 20). Le niveau de la puissance est d'environ -38.6 dBm, pour une bande passante d'environ 1.23 MHz.

La figure 21 représente les trois spectres du signal de sortie pour les fréquences 1.7 GHz, 1.9 GHz et 2.1 GHz. Les trois spectres ont la même bande passante centrée autour de 100 MHz, avec des niveaux différents de puissances.

Il apparaît clairement que le récepteur intégré large bande (RILB) permet à la fois d'optimiser le facteur de bruit, la sensibilité, la plage de couverture, le gain et la réponse en fonction de la fréquence.

Les résultats de la conception du récepteur intégré large bande indiquent que :

- Les niveaux de puissance transmise de la sortie vers l'entrée présentent des valeurs très faibles.
- Le signal de sortie du récepteur est non bruité ; ce qui va permettre de réduire la complexité du traitement numérique du signal par la suite.
- La variation de la structure de l'antenne patch offre la possibilité de varier la largeur de la bande passante du récepteur élaboré, et par conséquent rendra l'utilisation de ce récepteur intégré pour diverses fréquences de communications. Les vertus de ce récepteur sont :
- Récepteur faible coût et faible bruit,
- Adaptateur de réseaux pour les systèmes de communications,
- Amélioration de la qualité de réception par la directivité de ce récepteur,
- Récepteur large-bande par le bon dimensionnement de l'antenne patch,
- Système intégré et miniaturisé permettant une réalisation sur un design facilement manipulable.
- Des éléments internes du récepteur sont bien dimensionnés tel que le mélangeur trouvant ces applications dans des domaines très divers tels que les télécommunications, la distribution, la logistique, la traçabilité et la sécurité.



## Brève description des figures :

La figure 1 représente le schéma bloc d'un récepteur;

La figure 2 représente le schéma synoptique global du récepteur large bande ;

La figure 3 représente la stabilité à l'entrée ( $\mu_1$ ) et à la sortie ( $\mu_{Prime1}$ ) de l'amplificateur faible bruit ;

La figure 4 représente la variation des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  et  $S_{23}$  du diviseur de puissance ;

La figure 5 représente le schéma du mélangeur à réjection d'image ;

La figure 6 représente le schéma du circuit interne du mélangeur à base des lignes micro-rubans ;

La figure 7 représente le mélangeur avec une source Global System Mobil (GSM) ;

La figure 8 représente le mélangeur avec une source Code Division Multiple Access (CDMA) ;

La figure 9 représente le schéma du mélangeur à diode équilibré ;

La figure 10 représente la version du montage à base du mélangeur à diode équilibré et à coupleur hybride ;

La figure 11 représente le courant du collecteur et tension de RF en fonction du temps à  $P(LO) = -10$  dBm ;

La figure 12 représente le courant du collecteur et tension de RF en fonction du temps à  $P(LO) = 0$  dBm ;

La figure 13 représente le courant du collecteur et tension de RF en fonction du temps à  $P(LO) = 10$  dBm ;

La figure 14 représente l'oscillateur à réaction série ;

La figure 15 représente le schéma final du récepteur intégré large bande : Le schéma du Layout par la CAO haute fréquence (figure 15.a) et l'architecture globale du RILB (figure 15.b);

La figure 16 représente la variation du coefficient de transmission  $S_{12}$  en fonction de la fréquence ;

La figure 17 représente la variation du coefficient de transmission  $S_{13}$  en fonction de la fréquence ;

La figure 18 représente le coefficient de transmission  $S_{14}$  en fonction de la fréquence ;

La figure 19 représente la forme du signal de sortie du récepteur en fonction du temps pour une fréquence GSM;

La figure 20 représente les spectres de signal de sortie de la chaîne RF (RILB) pour un nombre de points de données d'enveloppe utilisées pour une entrée CDMA ;

La figure 21 représente le spectre du signal de sortie du RILB en fonction de la fréquence RF.

## Revendications

- 1- Récepteur intégré de signal large bande constitué d'une succession d'harmoniques, le récepteur comprenant des circuits intégrés (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) pour capter des informations relatives aux trames reçues, par modulation du signal reçu avec un signal radiofréquence, caractérisé en ce que les dits circuits (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8) contiennent :
  - des moyens pour capter deux signaux de fréquences RF et IF,
  - des moyens de filtrage pour délivrer un signal contenant l'information utile,
  - des moyens d'amplification et d'estimation de la phase et d'amplitude du signal à transmettre,
  - des moyens de conversion analogique/numérique du signal reçu
- 2- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend une antenne patch de permittivité diélectrique  $\epsilon_r=4.32$ , d'épaisseur égal à 1.6 mm, avec perte tangentielle:  $\tan \delta=0.01$ , enrobée d'une couche métallique d'épaisseur 40  $\mu\text{m}$ , alimentée par une ligne microstrip, d'impédance de résonance  $Z^*=49.644+j0.006$ .
- 3- Le récepteur selon les revendications 1 et 2, caractérisé par un coefficient de réflexion à l'entrée  $S_{11}=-8.644$  dB qui devient à la sortie  $S_{11}=-45.916$  dB, dont la bande passante augmente en associant les deux patches identiques.
- 4- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend un filtre radiofréquence (RF) anti-repliement passe bande de type Butterworth ; fonctionnant avec une marge de 30%, avec une atténuation égale à 0.292 dB.
- 5- Le récepteur selon les revendications 1 et 3, caractérisé en ce que la bande passante varie de -3 dB à -30 dB quand la fréquence varie de 12 MHz à 48 MHz.
- 6- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend un des amplificateurs faible bruit (AFB) placés entre les circuits (1,3) et entre (7,8) pour augmenter le niveau du signal reçu avec un faible facteur de bruit.

- 7- Le récepteur selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comprend un AFB à base du BJT, avec un facteur de bruit est inférieur à 2 dB et un gain de 15.181 dB à la fréquence GSM.
- 8- Le récepteur selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comprend un AFB à base du FET ; avec un facteur de bruit inférieur à 1 et un gain de 35 dB à la fréquence de 1.9 GHz.
- 9- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend un diviseur de puissance d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $70.7 \Omega$ , de largeur égale à 1.40 mm et de longueur égale à 41.61 mm. Les paramètres d'isolation sont :  $S_{11}=-17.5$  dB,  $S_{23}=-27.5$  dB et  $S_{21}=-3$  dB.
- 10- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il est constitué par un oscillateur de topologie de puce en configuration base commune qui permet d'obtenir un coefficient de stabilité inférieur à 1 :  $S_{11}^{msw} > 1$ ,  $\Gamma_{res} S_{11}^{msw} > 1$  et  $S_{22}^{msw} > 1$ . Sa puissance de sortie est 0.05 dBm.
- 11- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit du mélangeur inséré entre (3,7) est constitué d'une structure interne en technologie millimétrique à faible consommation.
- 12- Selon les revendications 1 et 12, le mélangeur est caractérisé en ce qu'il est constitué t d'aboutir à un niveau de puissance transmise de la sortie vers l'entrée très faible et un signal de sortie non bruité.
- 13- Le récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend un circuit de codage et de traitement numérique de l'information.
- 14- Le récepteur selon les revendications précédentes, caractérisé de ce qu'il est constitué par son architecture à conversion directe bien adapté pour une intégration monolithique en technologie avancée.

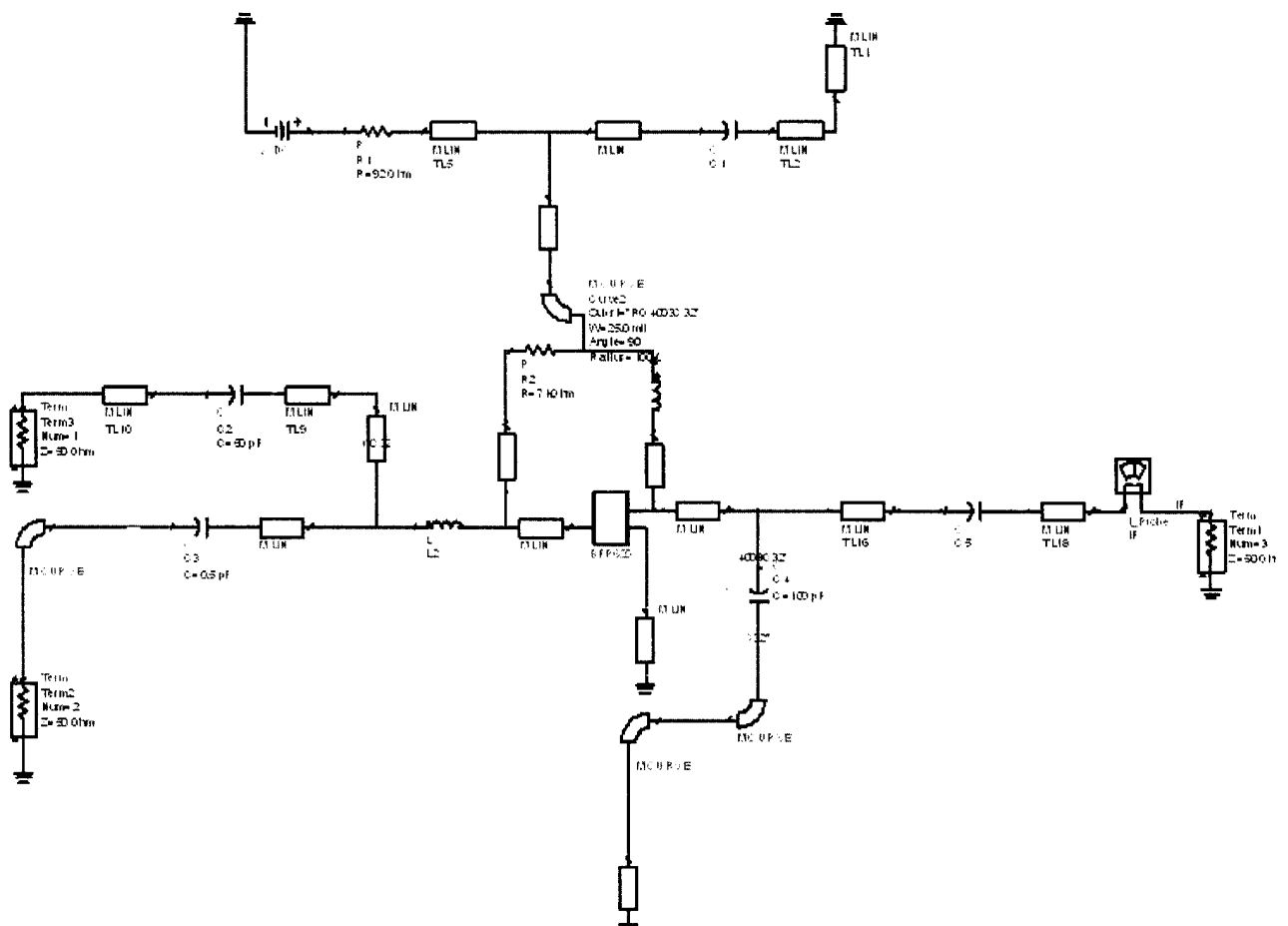


Figure 6

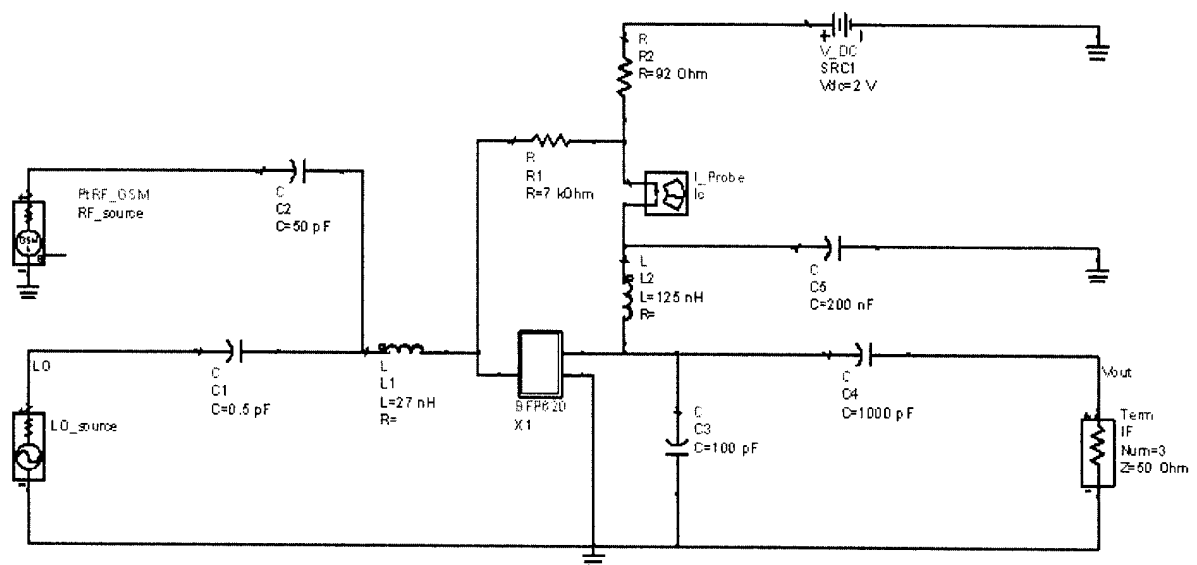


Figure 7

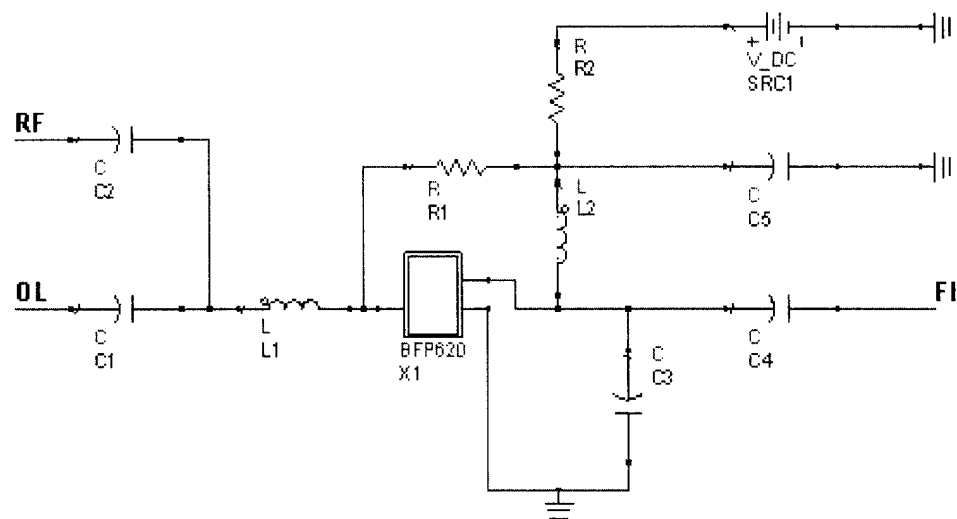


Figure 8

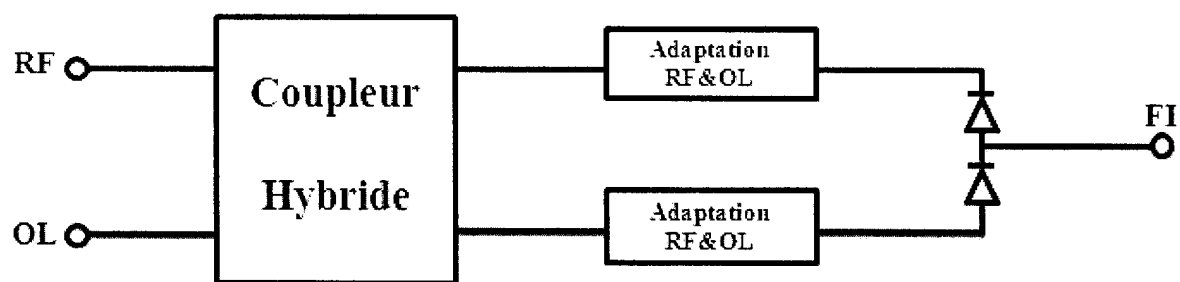


Figure 9

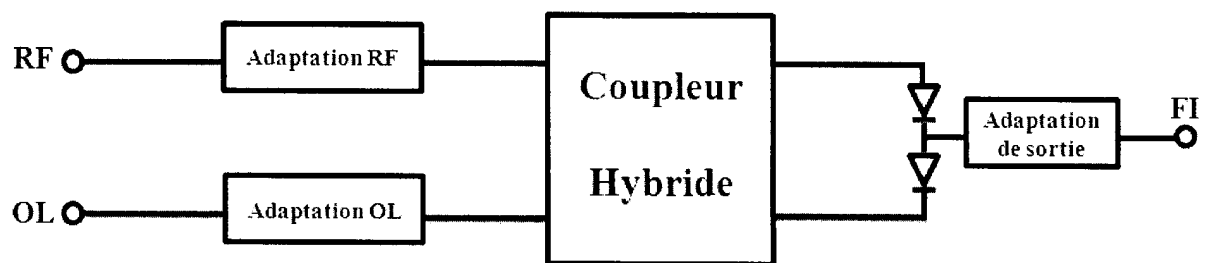


Figure 10

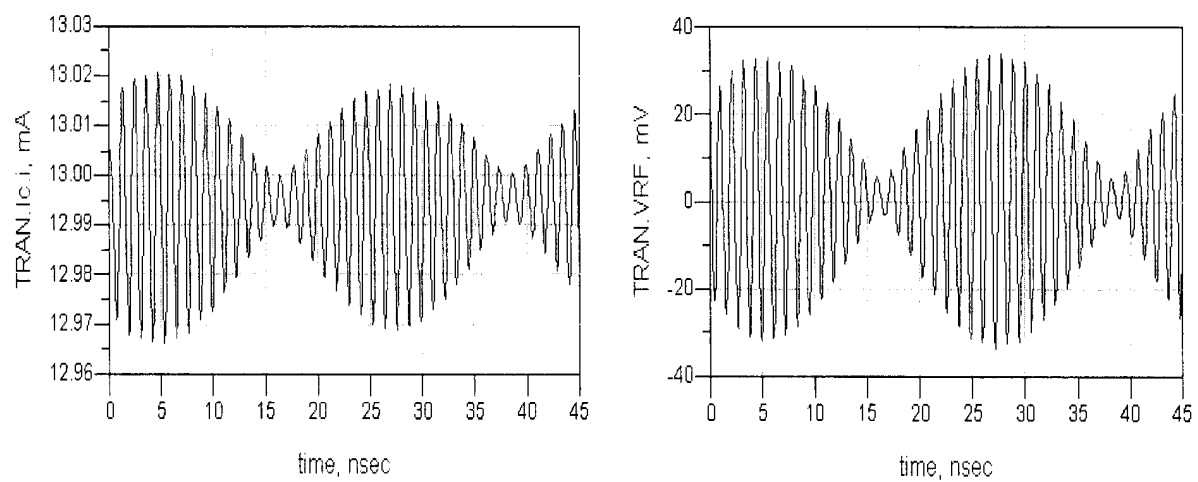


Figure 11

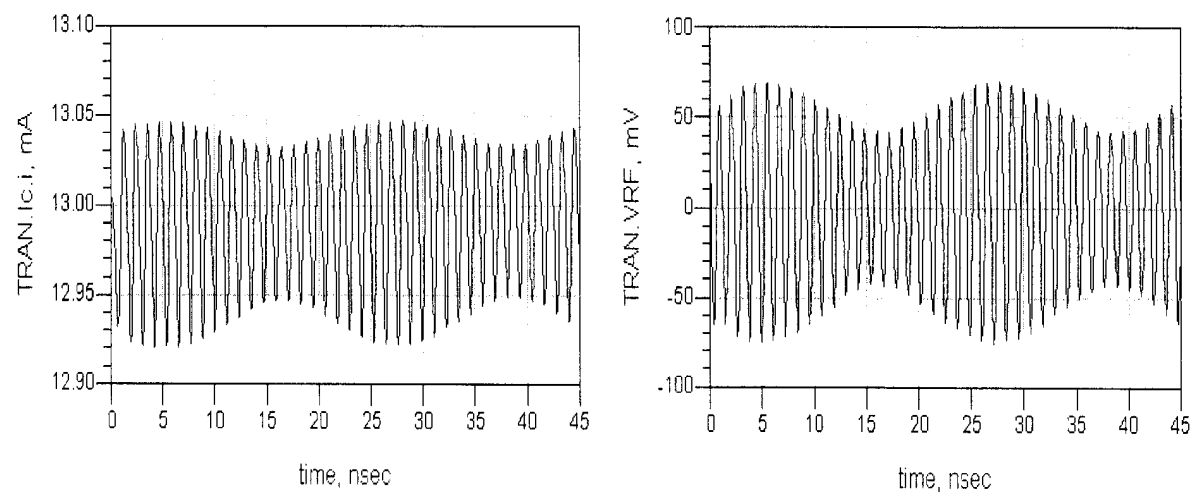


Figure 12

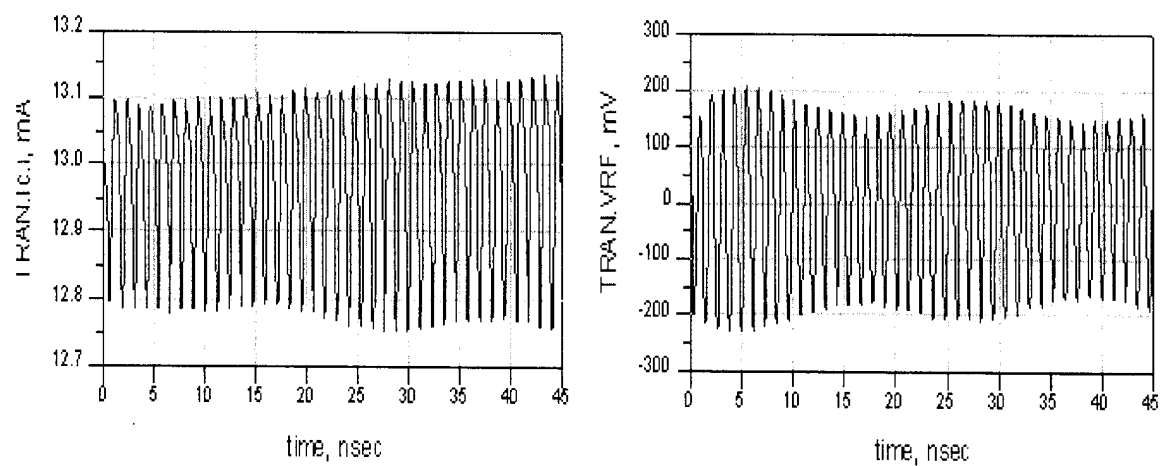


Figure 13

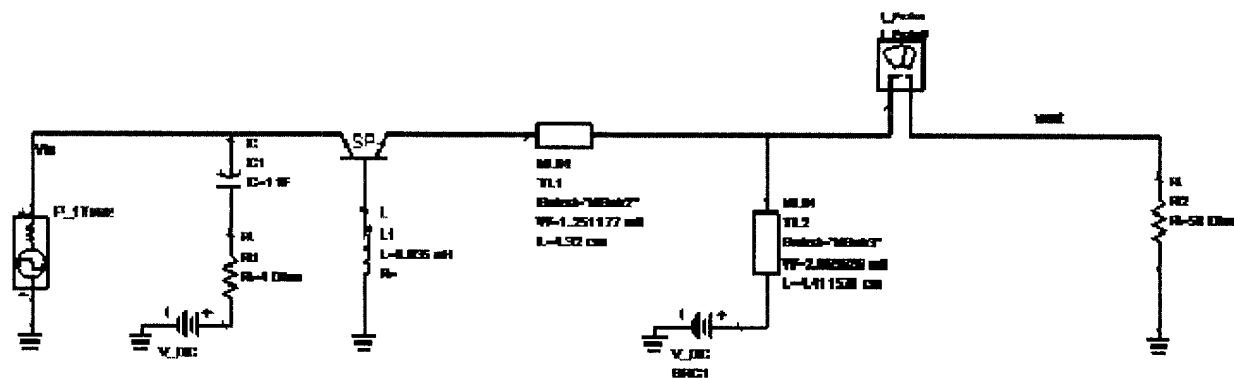


Figure 14

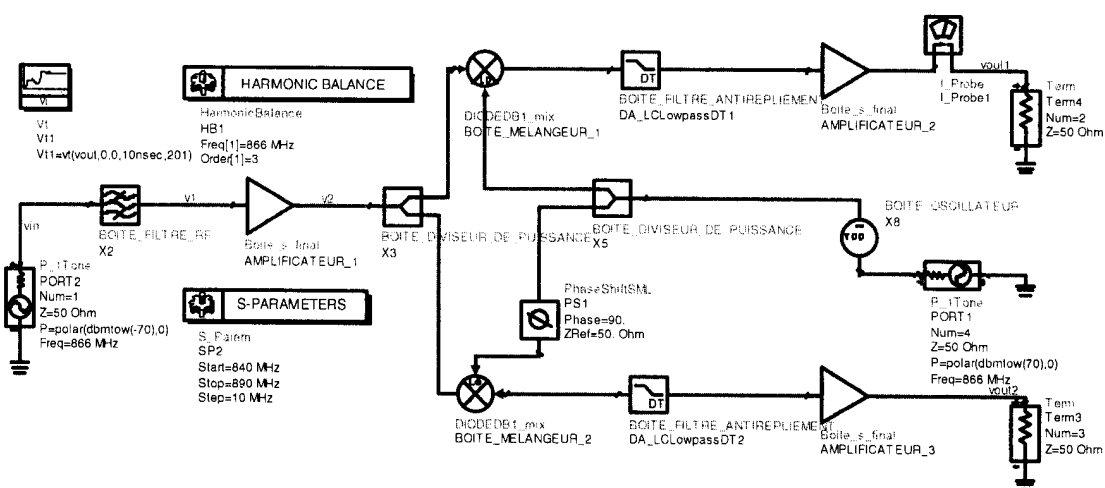


Figure 15.a

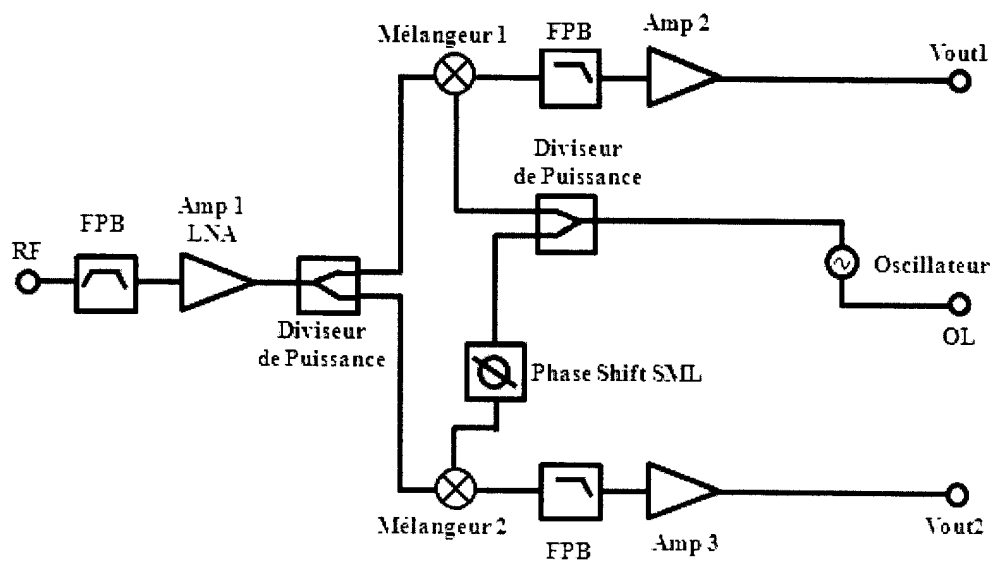


Figure 15.b



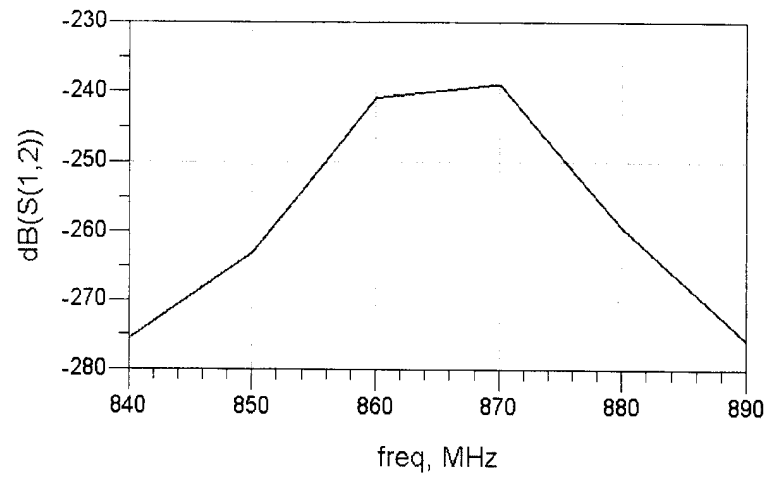


Figure 16

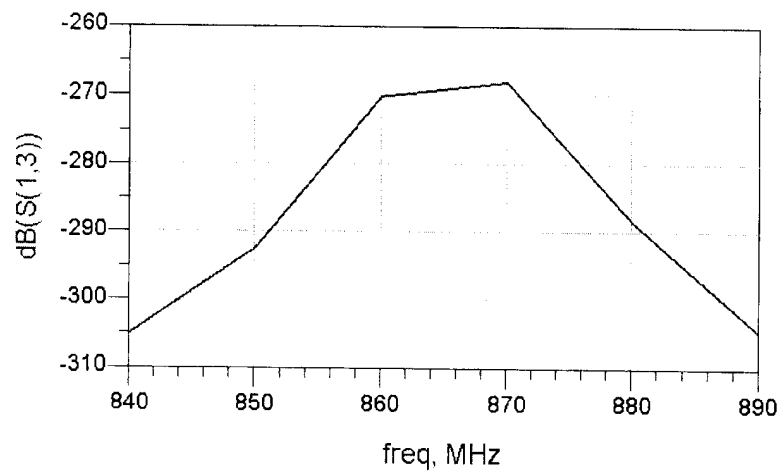
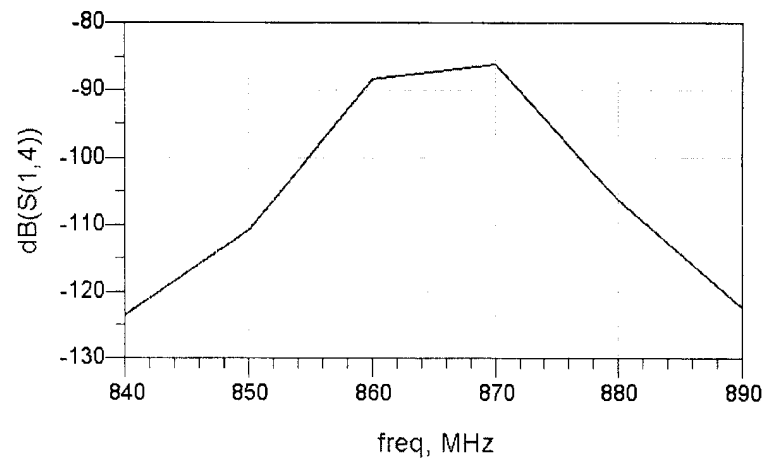
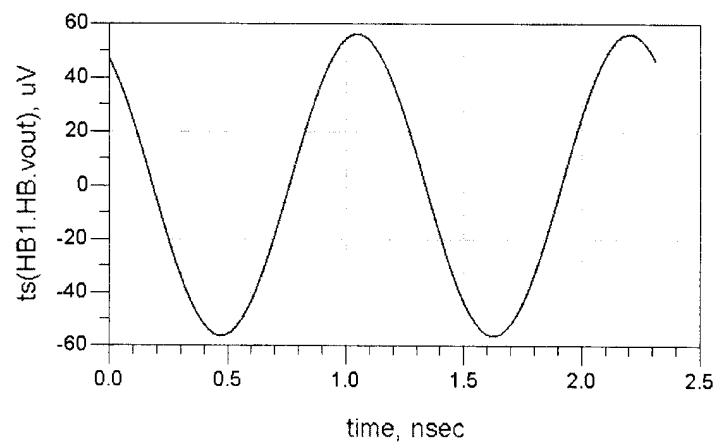


Figure 17



**Figure 18**



**Figure 19**

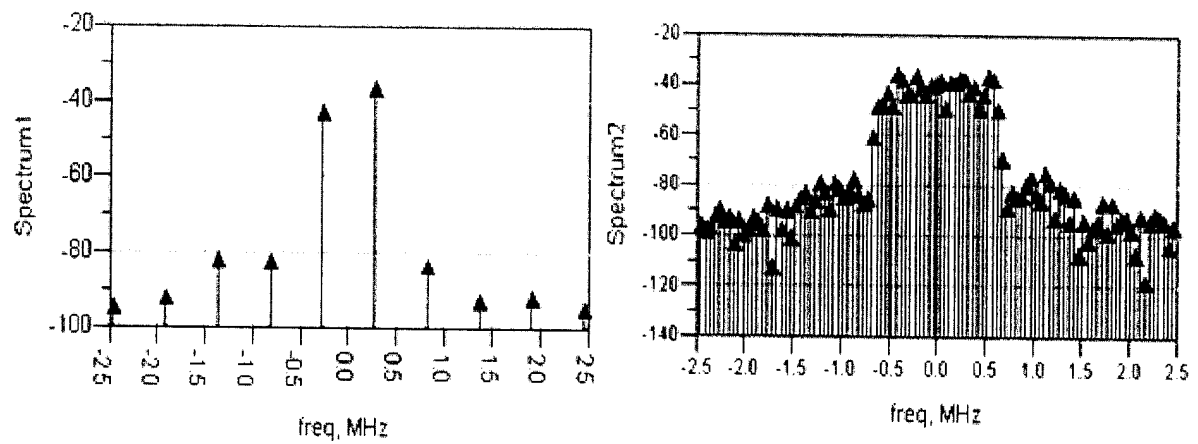


Figure 20

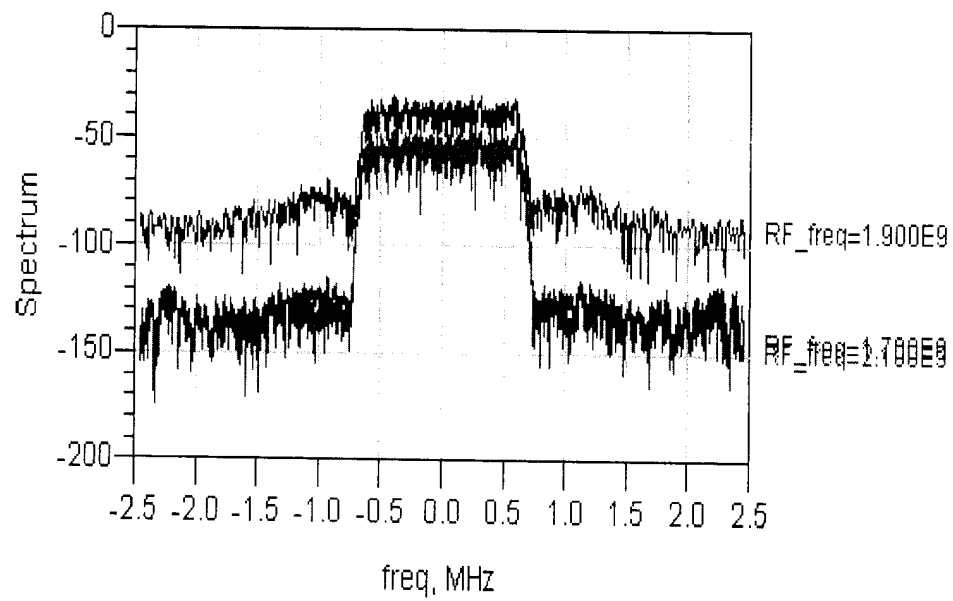


Figure 21