Communications numériques hyperfréquences

Sami Ben Hatit et Jeremy Lainé Responsables : Alain Fromentel et Jean-Paul Jacquet

Ecole polytechnique

15 mars 2002

Table des matières

| 1 | Introduction | | | | 4 | | |
|---|---|--------------------------------|--------------------------------------|--|----|--|--|
| 2 | Présentation générale du montage | | | | | | |
| | 2.1 | Evolut | tion du montage | | 5 | | |
| | 2.2 | Schém | na structurel | | 5 | | |
| 3 | Conversion RS232/TTL | | | | | | |
| | 3.1 | Caract | téristiques de la transmission | | 6 | | |
| | | 3.1.1 | Mode et vitesse de transmission | | 6 | | |
| | | 3.1.2 | Niveaux des signaux | | 7 | | |
| | 3.2 | Les me | ontages | | 7 | | |
| 4 | Modulation/Démodulation | | | | | | |
| | 4.1 | Modul | lation | | 9 | | |
| | | 4.1.1 | Principe | | 9 | | |
| | | 4.1.2 | Montage | | 9 | | |
| | 4.2 | Démo | dulation | | 10 | | |
| | | 4.2.1 | Présentation du montage | | 10 | | |
| | | 4.2.2 | Boucle à verrouillage de phase (PLL) | | 10 | | |
| | | 4.2.3 | Détection de porteuse | | | | |
| | | 4.2.4 | FSK^{-1} | | 11 | | |
| | 4.3 | Observ | vations et réglages | | | | |
| | | 4.3.1 | Hystérésis | | 12 | | |
| | | 4.3.2 | Déformation de la sortie | | 12 | | |
| 5 | Transposition à 8 MHz | | | | | | |
| | 5.1 | Princip | pe | | 13 | | |
| | 5.2 | Problè | èmes rencontrés | | 13 | | |
| | 5.3 | Mise a | au point | | 14 | | |
| 6 | Amp | Amplification du signal | | | | | |
| 7 | 7 Conclusion | | | | | | |
| A | Ann | OVO. | | | 19 | | |
| A | Annexe A.1 Rayonnement du montage à 8 MHz | | | | | | |
| | A.1 A.2 | Rayonnement du montage à 8 MHz | | | | | |
| | A.2 A.3 | | ues étapes intermédiaires | | | | |
| | A.J | A.3.1 | Etage de transposition | | | | |
| | | A.3.1 A.3.2 | • | | | | |
| | | A.J.Z | Liage a ampinication | | ∠∪ | | |

Table des figures

| 1 | Schéma structurel | 5 |
|----|--|----|
| 2 | Transmission d'un U (01010101) avec le programme d'origine | 6 |
| 3 | Transmission d'un 0 (30 en hexadecimal) | 7 |
| 4 | Circuits MAX232 pour la conversion RS232/TTL | 7 |
| 5 | Montage de la FSK avec le circuit XR2206 | 9 |
| 6 | Circuit XR-2211 pour la démodulation | 11 |
| 7 | Elévation de fréquence à 8 MHz avec le NE602 | 13 |
| 8 | Abaissement de fréquence avec le NE602 | 15 |
| 9 | Inversion des bits | 16 |
| 10 | Amplicateur | 17 |
| 11 | Observation du rayonnement sur le fréquence-mètre | 19 |
| 12 | Montage final | 19 |
| 13 | Etage de transposition | 20 |
| 14 | Etage d'amplification | 20 |

1 Introduction

Apparus à la fin des 1980 et initialement considérés comme des "gadgets pour hommes d'affaires" en raison de leur coût élevé, les téléphones mobiles GSM sont aujourd'hui accessibles à un large public et sont devenus des objets de la vie courante. Ces téléphones émettent et reçoivent à des fréquences aux alentours soit de 900 MHz soit de 1800 MHz et sont numériques, transmettant un flux de données binaires à une cadence d'environ 13 Kbit/s. Le travail qui nous était proposé lors de ce travail expérimental était de réaliser une liaison hyperfréquence entre deux ordinateurs dans des conditions proches de celles du GSM (porteuse à 1 GHz pour un débit de données de 9600 bit/s, en faisant abstraction des problèmes d'accès multiple au canal de transmission. Les montages utilisés pour l'émission et la réception s'interfacent avec les ordinateurs par le biais de leurs ports séries.

La conception modulaire de ces montages nous a permis de valider successivement les opérations de conversion RS232/TTL, modulation, transposition de fréquence et amplification à l'émission ainsi que les opérations symétriques à la réception. Nous n'avons en définitive pas réalisé la transposition à 1 GHz mais avons préféré passer du temps à améliorer le montage à 8 MHz car les performances initialement obtenues à cette fréquence ne nous paraissaient pas convenables.

2 Présentation générale du montage

2.1 Evolution du montage

Nous avons procédé à la réalisation du montage par étages successifs. Il s'agissait bien sûr de commencer par la liaison filaire directe entre les ports séries des deux ordinateurs et d'observer le comportement du programme et du signal à l'aide de l'oscilloscope. Nous avons ensuite effectué la conversion RS232/TTL pour l'émission et pour la réception, qui n'a pas posé de difficultés particulières et a constitué une bonne opportunité pour se familiariser avec les différents instruments de mesure dont nous disposions.

Il s'agissait ensuite d'implémenter la modulation en fréquence à partir du signal TTL et, ce qui est plus délicat, la démodulation. A partir du signal modulé, il était alors possible d'effectuer l'élevation de fréquence à 8 MHz. Nous avions d'abord realisé celle-ci sur les plaques dont nous nous étions servies pour la conversion en TTL et la FSK, mais ayant vu les problèmes importants que cela posait, en particulier le manque de solidité et de fiabilité, nous avons decidé de ne plus utiliser les plaques mais de souder directement le circuit. L'effet fut supérieur à nos attentes et nous avons pu alors obtenir de très bons résultats. Nous avons alors monté deux amplificateurs qui nous ont permis de communiquer avec succès par voie hertzienne.

2.2 Schéma structurel

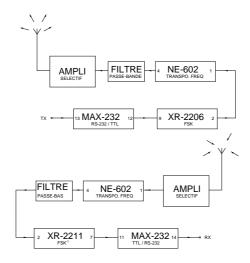


FIG. 1 – Schéma structurel

3 Conversion RS232/TTL

3.1 Caractéristiques de la transmission

3.1.1 Mode et vitesse de transmission

Le but de ce travail étant de réaliser un canal de communication numérique, les données à transmettre sont une succession de symboles binaires. Pour des questions de facilité d'implémentation, le mode de communication avec les ordinateurs qui a été retenu est celui d'une communication série asynchrone, c'est à dire où les bits sont transmis l'un après l'autre avec des bits de signalisation pour marquer le début et la fin de l'émission d'une trame. Contrairement à une interface parallèle, ce mécanisme de nécessite pas de registres et nous affranchit des problèmes d'horloge qui seraient apparus si nous avions du implémenter nous-même les opérations de sérialisation / désérialisation (cf. Modex d'électronique).

Les interfaces série des ordinateurs actuels s'appuient sur un UART (Universal Asynchronous Receiver / Transmitter) de modèle 16650A, circuit intégré qui gère la sérialisation / désérialisation des données, leur transmission et réception avec les problèmes d'acquisition de début d'émission que cela peut poser, la vérification de la parité et de manière générale toutes les opérations relatives aux communication série. Le débit de données maximal permis pour ce type de circuits est de 115200 bauds mais nous nous sommes limités à 9600 bauds, ce débit étant très proche de celui des GSM.

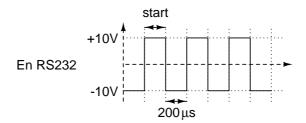


FIG. 2 – Transmission d'un U (01010101) avec le programme d'origine

A ce propos, des mesures à l'oscilloscope nous ont montré que le programme en Pascal qui nous était proposé fonctionnait à 4800 bauds au lieu des 9600 annoncés (comme on peut par exemple le constater sur la figure 2). Nous avons alors compilé de nouvelles versions du programme fonctionnant à des fréquences differentes (2400, 4800, 9600, 19200). Danz la suite nous avons utilisé la version à 9600 bauds sauf indication du contraire.

3.1.2 Niveaux des signaux

La plupart des circuits intégrés disponibles, dont ceux que nous avons utilisé pour les opérations de modulation en aval de l'interface série, fonctionnent en logique TTL, logique positive qui associe un niveau de tension de 0V à un bit "zéro" et un niveau de 5V à un bit "un". Cependant, la sortie des interfaces séries des ordinateur fonctionne à des niveaux RS232 associant une tension de +12V à un "zéro" et -12V à un "un". Il nous a donc fallu effectuer une conversion RS232 vers TTL à l'émission et la conversion inverse lors de la réception. Il est intéressant de noter que les UART fonctionnent en interne à des niveaux TTL et qu'il y a donc une double conversion qui aurait pu être évitée avec un accès direct à ces composants!

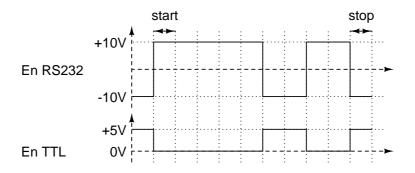


FIG. 3 – Transmission d'un 0 (30 en hexadecimal)

3.2 Les montages

Les montages de conversion TTL/RS232 sont basés sur un circuit imprimé MAX232 de chez Maxim, qui est capable de générer les tensions RS232 à partir d'une simple alimentation de 5V. Les deux montages (émission / réception) sont très similaires et n'utilisent à chaque fois qu'un seul des quatre canaux qui sont offerts.

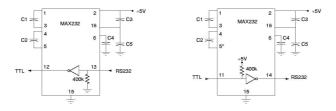


FIG. 4 – Circuits MAX232 pour la conversion RS232/TTL

Nous n'avons pas rencontré de difficultés particulières lors de la mise en oeuvre de ce composant et avons donc continué par l'implémentation de la modulation et de la démodulation.

4 Modulation/Démodulation

4.1 Modulation

4.1.1 Principe

Le principe (Frequency Shift Keying, ou FSK) est de générer deux fréquences en fonction du signal d'entrée, l'une étant associée à la valeur logique 1 et l'autre à la valeur 0. Nous transformons ainsi la modulation d'amplitude du signal d'origine en une modulation de fréquence, qui sera plus appropriée pour notre canal de transmission. Pour cela, nous utilisons un oscillateur commandé en tension : le VCO.

Les fréquences auxquelles oscillent le VCO sont déterminées par un condensateur et deux résistances : $f_1 = \frac{1}{R_1C}$ et $f_2 = \frac{1}{R_2C}$. Le circuit choisit entre les deux fréquences suivant le niveau du signal d'entrée. Ceci détermine laquelle des deux résistances doit etre utilisée pour le circuit oscillant.

4.1.2 Montage

Nous avions au départ choisi deux fréquences assez eloignées pour faciliter la différenciation qui doit être effectuée à l'étape suivante. Il pourrait en effet être délicat de distinguer des fréquences très rapprochées quand on travaillerait à 8 MHz! Notre premier choix a donc été de prendre deux fréquences relativement grandes.

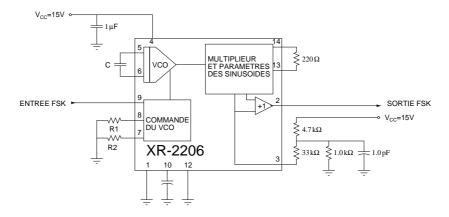


FIG. 5 – Montage de la FSK avec le circuit XR2206

Avec $R_1 = 56k\Omega$ et $R_2 = 22k\Omega$, sachant que C valait 68 pF, les valeurs théoriques pour les fréquences de sortie de la FSK sont de 260 kHz et 670 kHz. Nos mesures ont montré que les valeurs effectives étaient très sensiblement différentes.

Cette imprécision provient des imprécisions multiples dans le montage : sur la valeur des resistances dans une certaine mesure, plus encore sur la valeur du condensateur, à ajouter au fait que même si la fréquence d'oscillation est censée être $f_i = \frac{1}{R_i C}$ d'après les spécifications du vendeur, on n'obtient cependant pas exactement cette valeur.

Cette opération n'était pas particulièrement délicate, mais il n'est pas suffisant de pouvoir moduler le message, il faut également pouvoir le démoduler à la réception, en tenant compte des paramètres utilisés à l'émission. Comme il est plus simple d'agir sur la FSK que sur l'opération inverse, nous sommes revenus plusieurs fois à ce montage pour en modifier des composants.

4.2 Démodulation

4.2.1 Présentation du montage

Pour récupérer les données binaires à partir du signal reçu, il faut effectuer l'opération inverse de la FSK (notée FSK^{-1}). Pour cela nous avons utilisé un circuit intégré XR-2211 qui comporte une boucle à verrouillage de phase et deux comparateurs, permettant de détecter à la fois la présence ou non d'un signal FSK (Carrier Detect) et de récupérer l'information qu'il contient.

4.2.2 Boucle à verrouillage de phase (PLL)

La boucle à verrouillage de phase a pour but de générer une copie locale propre du signal reçu en phase avec celui-ci. Le signal reçu doit pour cela se trouver à l'intérieur d'une plage de fréquence déterminée par les caractéristiques de la FSK. La boucle est composée d'un multiplieur, d'un filtre passe-bas et d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO).

Le VCO a une fréquence centrale f_0 qui est choisie entre les clés f_1 et f_2 de la FSK. La fréquence exacte du signal sortant du VCO est ensuite commandée par la tension qui lui est appliquée, "un peu plus élevée" pour une tension positive et "un peu plus basse" pour une tension négative. Ce signal est multiplié par le signal reçu puis filtré par un filtre passe-bas, ce qui donne une tension approximativement proportionnelle à la différence de phase entre le signal reçu et le signal généré localement, tension qu'on réinjecte dans le VCO. On a ainsi l'asservissement souhaité.

La plage de fréquences sur laquelle on effectue le verrouillage est déterminée par le pont diviseur de tension constitué de R_0 et R_1 .

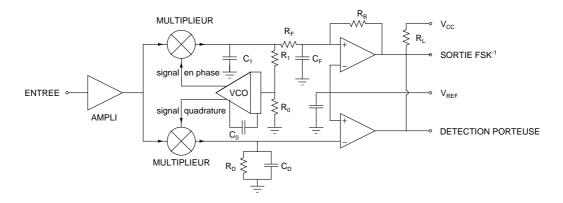


FIG. 6 – Circuit XR-2211 pour la démodulation

4.2.3 Détection de porteuse

Parallèlement au signal en phase, le VCO génère également un signal en quadrature qui est lui-aussi multiplié au signal reçu puis filtré. La valeur absolue du signal résultant est d'autant plus importante qu'on est mieux synchronisé sur le signal reçu et après comparaison avec un seuil on peut donc déterminer si on a réussi à accrocher une fréquence dans la plage autorisée. En plaçant une diode électroluminscente en sortie du comparateur on obtient un témoin visuel du vérouillage, ce qui s'est avéré très utile dans des conditions de signal dégradé.

4.2.4 FSK^{-1}

L'opération de FSK^{-1} à proprement parler est assurée par un filtre et un comparateur à hystérésis placés en aval du multiplieur et de son filtre passe-bas. Il ne s'agit en fait pas d'une FSK^{-1} complète puisque le comparateur ne détecte que le présence ou non-présence de f_2 , la clé de fréquence la plus élevée. Pour discriminer entre la présence de f_1 et l'absence de signal il aurait fallu exploiter simultanément la sortie de ce comparateur et du comparateur de détection de porteuse par l'intermédiaire d'une porte logique, ce qui constitue une amélioration possible du montage.

Le filtre placé ici permet d'éviter de détecter des transitions plus rapides que le débit de données attendu. De même, on travaille avec un comparateur à hystérésis (on réinjecte une partie de la sortie de l'amplificateur opérationnel sur sa borne non-inverseuse) pour éviter des rebonds lors du passage d'une clé à l'autre.

4.3 Observations et réglages

4.3.1 Hystérésis

Pour la mise au point de cet étage, nous avons commencé par fournir un signal en provenance du GBF à la FSK⁻¹, ce qui nous a permis d'observer son comportement. On accrochait alors une plage de 350 kHz à 670 kHz. On observait d'ailleurs très nettement en modifiant la fréquence dans le GBF le phenomene d'hystérésis dont nous venons de parler. Ainsi le basculement entre niveau haut et le niveau bas ne s'effectuait pas à la même fréquence suivant que l'on montait dans les fréquences où que l'on descendait. Ceci est destiné à eviter des changements d'états intempestifs si la fréquence est proche d'une fréquence de basculement unique.

4.3.2 Déformation de la sortie

Une fois nos premiers réglages terminés, nous avons ensuite testé la modulation et la demodulation elle-mêmes en reliant la sortie de la FSK à l'entrée de la FSK⁻¹. Nous avons ensuite appliqué une tension continue (de -10 V ou de +10 V) à l'entrée du convertisseur RS232/TTL pour vérifier que l'on obtenait bien le resultat souhaite après le montage de réception. Cela fonctionnant comme prévu, nous avons alors alimenté le convertisseur RS232/TTL par un signal carré pour simuler la transmission à 9600 bauds entre les ordinateurs.

A ce stade nous avons réussi à monter à seulement 2 kHz. Au delà, le signal était déformé et les états hauts et bas étaient dissymétriques, jusqu'à disparition d'un des deux états aux frequences plus élevées. Sans doute l'une des fréquences était trop eloignée de la fréquence d'oscillation au repos du VCO. En touchant à C_1 et R_0 , nous avons réussi à obtenir des améliorations notables, avec cependant des comportements qui n'étaient pas satifaisants à haute fréquence. Nous avons donc decidé de changer entièrement nos paramètres et d'utiliser des fréquences beaucoup plus basses, car après vérification dans la documentation du XR2211, celui-ci n'est supposé fonctionner convenablement que pour des fréquences allant jusqu'à 300 kHz.

Nous passons alors à nos deux fréquences définitives : 128 kHz et 180 kHz. Le choix s'avère judicieux et les résultats sont très bons. On monte cette fois-ci sans difficulté jusqu'à 20 kHz sur le GBF, ce qui represente un debit de 40000 bauds, largement plus que ce qui est nécessaire pour notre communication entre les ordinateurs. Nous essayons d'abord avec le programme d'origine à 4800 bauds puis avec notre version modifiée à 9600 bauds et les communications s'effectuent sans erreurs.

5 Transposition à 8 MHz

5.1 Principe

Il s'agit maintenant de multiplier notre signal composé de sinusoïdes de fréquences 128 kHz et 180 kHz par une porteuse à 8 MHz. Notre objectif est alors de pouvoir transmettre deux fréquences : 8 MHz+128 kHz et 8 MHz+180 kHz (ou éventuellement 8 MHz-128 kHz ou 8 MHz-180 kHz). Il s'agira donc ensuite de convenablement filtrer ce signal afin de ne retenir qu'une fréquence en sortie par fréquence à l'entrée. On effectue ensuite l'operation d'abaissement de fréquence pour réobtenir nos fréquences initiales et les fournir en entrée à la FSK⁻¹.

Cette étape intermédiaire de transposition précédant la transposition au GHz est bien entendu cruciale. Il serait impensable par exemple de tranposer directement au GHz : il suffit d'imaginer sélectionner une bande passante de l'ordre de 100 kHz avec une fréquence centrale de l'ordre du GHz, le facteur de qualité serait colossal. C'est pourquoi on réalise plusieurs transpositions. De plus, il faut veiller à maintenir le signal suffisamment propre pour obtenir une transmission sans erreur : cette étape est en effet une grande source de pollution du signal.

5.2 Problèmes rencontrés

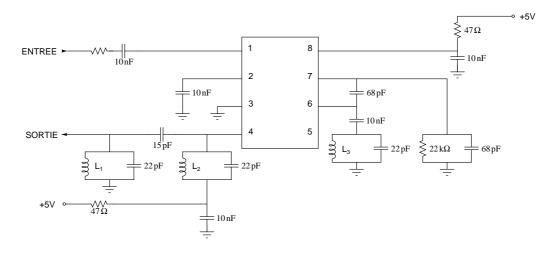


FIG. 7 – Elévation de fréquence à 8 MHz avec le NE602

Le montage comporte deux parties à ajuster : un oscillateur que l'on a réglé au départ autour de 8 MHz, et un filtre passe-bande en sortie destiné à sélectionner une raie du spectre pour l'émission. Nous avons d'abord tenté d'effectuer ce montage sur les mêmes plaques que pour le convertisseur RS232/TTL et la FSK,

mais à des fréquences élevées comme 10 MHz, des problèmes conséquents apparaissent. La moindre boucle de fil devient une inductance parasite, le rayonnement est considérable et difficile à négliger quand on voit la longueur des fils utilisés (voir par exemple annexe A.1 page 19) et si cela ne suffisait pas, les plaques ne se sont pas révélées totalement fiables. Approcher son doigt du circuit faussait les resultats, bouger légèrement les composants donnait alternativement l'impression que le montage marchait ou qu'il ne marchait plus, les fixations des bobines sur la plaque étaient bancales et modifiaient les observations.

Nous avons tout d'abord tenté de recâbler nos montages avec des connexions très courtes au ras des plaques pour éliminer autant que possible les boucles. Nous en avons profité pour recâbler certaines des connexions de la FSK et de la FSK⁻¹ qui étaient très sensibles au mouvement, ce qui les a grandement stabilisés. En revanche pour les montages à 8 Mhz, cela n'a pas été suffisant, les montages souffraient encore de nombreux phénomènes parasites dus aux contacts douteux des plaques et à des fils que nous n'avions pu raccourcir suffisamment au regard des fréquences de fonctionnement. Il était difficile de faire fonctionner convenablement le filtre passe-bande, qui ne semblait avoir aucune influence sur le signal de sortie, les capacités et inductances parasites étant trop élevées.

Nous avons alors dû choisir entre deux options : essayer de faire marcher tant bien que mal ce circuit sous cette forme en le trafiquant pour tenir compte des influences de la plaque et en espérant que celle-ci ne bouge pas trop entre deux séances, ou souder ce montage en "dead-bug". Nous avons opté pour la deuxième solution car outre le fait qu'elle nous semblait intellectuellement plus satisfaisante, elle comporte un certain nombre d'avantages techniques. En effet, en passant au tout-soudé, nous avons à la fois rigidifié le montage, diminué ses dimensions et remplacé la multitude de fils de retour de masse par un plan de masse en cuivre. Ce choix s'est avéré judicieux et nous a donné des résultat supérieurs à nos attentes.

5.3 Mise au point

Nous avons bien entendu également abandonné la version sur plaque du montage d'abaissement de fréquence. Il s'agissait maintenant de faire fonctionner ces deux montages. Le filtre passe-bande à la sortie du circuit d'élèvement étant maintenant efficace, nous avons rapproché la fréquence de l'oscillateur local de la fréquence centrale du filtre. La sortie du circuit comportait outre la raie à 8 MHz+128/180 kHz des raies à 8 MHz+ n*128 ou 180 kHz. Il fallait les éliminer au mieux à l'aide du filtre afin que le circuit de réception puisse restituer convenablement le signal de sortie de la FSK. Nous avons donc ajusté le filtre afin de faire ressortir une différence de 6 à 7 dB entre la raie principale que nous transmettions et la deuxième plus importante.

En étudiant plus en détail ce filtre, il nous est apparu comme ressemblant beau-

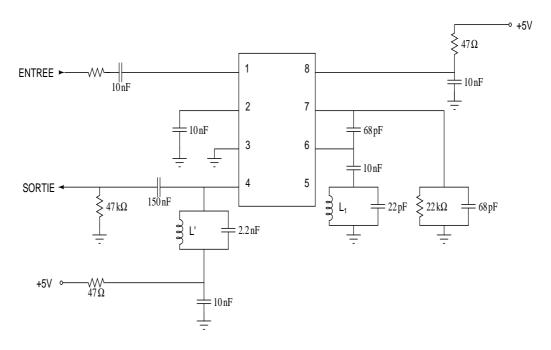


FIG. 8 – Abaissement de fréquence avec le NE602

coup à un filtre passe-bande très classique à ceci près que la branche série était un circuit LC au-lieu d'un condensateur seul. Celui-ci joue en fait le rôle de couplage capacitif entre les deux LC montés en parallèle. Le filtre réalisé est ainsi d'ordre 4. Un filtre comportant un circuit LC parallèlle, un LC série et un LC parallèle aurait donné un filtre d'ordre 6 et nous aurait permis si nécessaire d'obtenir un réglage plus fin mais néanmoins plus délicat.

Une fois cette étape réalisée, nous avons établi une liaison filaire entre l'émission et la réception pour observer le fonctionnement. Nous avons préféré utilisé un câble blindé à cet effet afin d'éviter au maximum les problèmes que nous avions rencontrés auparavant. Le comportement était bon et la liaison a été effectuée avec succès. Nous avons observé toutefois un phénomène d'inversion des bits du signal reçu par rapport au signal émis. Une solution aurait été d'ajouter une porte logique "NON" sur un des circuits montés sur les boards. L'autre possibilité était bien entendu de modifier le filtre d'émission pour "inverser la bascule" entre les raies secondaires du spectre mais nous avions obtenu une différenciation plus nette entre les raies dans la configuration que nous avons retenue. Quoiqu'il en soit, cela ne pose aucun problème et la transmission du signal était de très bonne qualité.

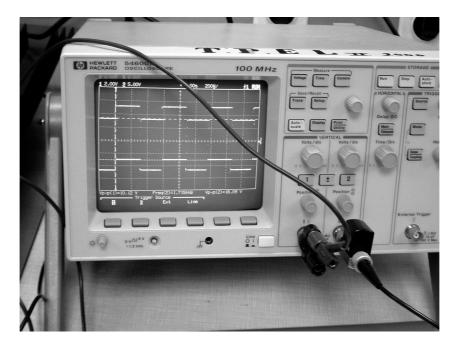


FIG. 9 – Inversion des bits

6 Amplification du signal

Comme il nous restait assez peu de temps après avoir recommencé le montage de la transposition, nous nous sommes concentrés pour finir sur l'étage d'amplification afin d'établir une commmunication par antennes. Nous avons trouvé un schéma d'amplificateur pour des fréquences intermédiaires dans l'ouvrage *Solid State Design for the Radio Amateur*, que nous avons utilisé en émission et en réception. Les performances de cette étage d'amplification sont critiques pour le bon fonctionnement général du montage.

Deux aspects de cet amplificateur nécessitaient d'être réglés. Il nous a fallu ajuster le transformateur de couplage en fonction de la fréquence de l'oscillateur d'une part et des rapports d'impédances entre le circuit amont et le circuit aval d'autre part. Ne disposant pas de transformateur adéquat prêt à l'emploi, nous avons fabriqué le circuit secondaire du transformateur en enroulant une douzaine de spires autour d'une bobine de quarante spires. Ceci nous a donné un rapport d'à peu près 3 entre les spires du primaire et les spires du secondaire, et donc un rapport de 10 pour ce transformateur, le rapport étant carré du rapport de nombre de spires des deux bobines. Un autre point intéressant de ce montage était sa commande en tension du gain qui nous a permis de fixer le point de fonctionnement du circuit à la limite supérieure de son régime linéaire, nous donnant ainsi une amplification importante sans pour autant introduire de déformation. Nous avons trouvé

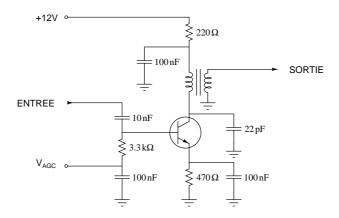


FIG. 10 – Amplicateur

une valeur optimale pour $V_{AGC} = 6,6V$, correspondant à un gain de presque 30 dB. Ce résultat nous a paru très satisfaisant : en effet, outre le fait que cette amplification est largement suffisante pour les besoins de notre transmission, l'ouvrage où nous avons trouvé ce schéma indiquait la valeur de 30 dB comme une valeur maximale à espérer!

Nous avons finalement achevé le montage en reliant l'étage de transposition à l'amplificateur par câbles blindés tant à l'émission qu'à la réception pour diminuer le rayonnement à proximité des circuits et en soudant au montage les antennes que nous avions confectionnées. Le résultat fut très satisfaisant et nous avons réussi à faire passer un signal carré fourni en amont à la FSK et à l'obtenir très propre en sortie jusqu'à des fréquences de 15 kHz, soit suffisamment pour effectuer des transferts jusqu'à 30000 bauds.

7 Conclusion

A l'heure où les DSPs sont rois et où la logique "propre" du numérique semble éclipser les aspects physiques des communications hertziennes, il nous a paru très intéressant de prendre le contrepied de cette tendance en nous plongeant pleinement dans un domaine propice à l'expérimentation qui est celui des circuits RF. Nous sommes très satisfaits du comportement final du montage et d'avoir réussi à surmonter par une approche méticuleuse les problèmes de mise au point qui se sont posés. Nos différents choix, en particulier à l'étage de transposition et d'amplification, se sont révélés judicieux et ont permis de maintenir les différentes "pollutions" du signal à un niveau minimum.

Au cours de cette étude, nous nous sommes rendus compte à quel point il est délicat de manipuler des circuits à haute fréquence en raison de l'importance que prennent même de petites capacités et inductances parasites. Nous gardons néanmoins en tête les avantages que présente l'utilisation des hyperfréquences à savoir la taille des antennes associées et la facilité qu'ont les signaux de telles fréquences à se propager par réflexion et diffraction en milieu urbain.

A Annexe

A.1 Rayonnement du montage à 8 MHz



FIG. 11 – Observation du rayonnement sur le fréquence-mètre

A.2 Montage final

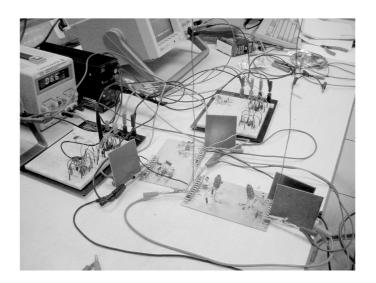


FIG. 12 – Montage final

A.3 Quelques étapes intermédiaires

A.3.1 Etage de transposition

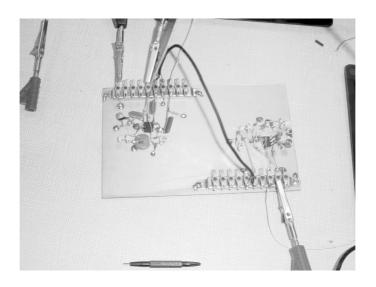
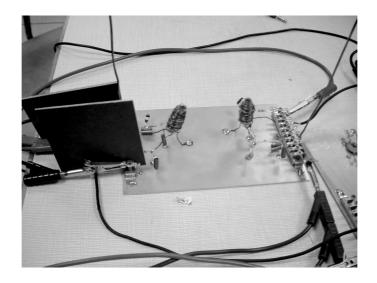


FIG. 13 – Etage de transposition

A.3.2 Etage d'amplification



 $FIG.\ 14-Etage\ d'amplification$