

PIC O'Clock – prendre le pouls du temps

conception d'un récepteur de signaux horaires SDR

Marco Rohleder (Allemagne)

Pour développer un récepteur de signaux horaires, le principe de la radio logicielle (SDR) est devenu incontournable. Elektor ayant publié de nombreux articles sur les logiciels de décodage de ces signaux, nous nous concentrerons ici sur le matériel nécessaire, avec, comme objectif, de se débrouiller avec un minimum de puissance de traitement en utilisant un simple microcontrôleur 8 bits équipé de fonctions périphériques indépendantes de l'unité centrale. À la fin du processus de développement décrit ici, le microcontrôleur PIC utilisé était même capable de recevoir et de décoder deux signaux horaires différents en même temps.

Comment peut-on construire un récepteur de signaux en utilisant des ressources facilement disponibles ? Comme le composant clé nécessaire à l'extraction du signal horaire est un microcontrôleur (MCU), il faut, d'évidence, exploiter le plus possible les ressources de ce microcontrôleur. Le récepteur doit donc reposer en grande partie sur le logiciel et minimiser l'utilisation de matériel supplémentaire. En outre, il faut éviter d'utiliser des composants exotiques et difficiles à trouver et privilégier les composants standard dans la mesure du possible. C'est particulièrement vrai pour les composants CMS. Les condensateurs et les résistances en boîtiers 0805 peuvent être

facilement soudés à la main, ce qui permet de limiter la taille du circuit imprimé. En revanche, le soudage d'un circuit intégré plein de pattes serrées n'est pas une partie de plaisir. Outre le signal DCF77 sur 77,5 kHz de Mainflingen près de Francfort, de nombreux autres émetteurs en Europe et ailleurs dans le monde diffusent l'heure courante, notamment MSF60 sur 60 kHz en Grande-Bretagne, TDF162 sur 162 kHz en France et WWVB sur 60 kHz aux États-Unis. Outre les émetteurs de signaux horaires dédiés, il existe également des émetteurs de pilotage du réseau électrique, tels que DCF49 sur 129,1 kHz (également à Mainflingen) et DCF39 sur 139 kHz à Burg près de Magdebourg, qui transmettent l'heure



courante. En outre, DCF39 et DCF49 ont une puissance d'émission de 100 kW, ce qui est nettement supérieur à la puissance d'émission de 50 kW de DCF77. Divers services météorologiques, tels que les bulletins de météo marine, sont également encore actifs sur ces fréquences. Ne serait-il pas agréable de pouvoir recevoir toutes ces stations (et même plus) dans la bande des grandes ondes ?

Les débuts sont toujours difficiles

Mes premières tentatives d'amplifier le signal DCF77 à partir d'une antenne à barreau de ferrite accordée sur 77,5 kHz et de visualiser la porteuse sur un oscilloscope pour voir comment son amplitude varie à la fréquence de 1 Hz ont été amèrement décevantes. Malheureusement, il y a beaucoup de bruit sur les grandes ondes. Les alimentations à découpage et les systèmes d'éclairage à LED de toutes formes et tailles, principalement d'origine asiatique, créent un niveau de bruit qui domine souvent totalement le signal souhaité. Lorsque l'on observe ce chaos de

tous les signaux possibles, il est difficile de croire qu'on puisse en extraire le signal DCF77. Les modules commerciaux sont apparemment conçus comme de simples récepteurs à amplification directe utilisant un quartz de 77,5 kHz comme filtre passe-bande très étroit. Bien que cette approche soit simple et peu coûteuse, elle ne permet de recevoir que des signaux à 77,5 kHz ± 10 Hz. Il a bien fallu se rendre à l'évidence : sans un filtrage massif (et, comme on le verra dans la suite, numérique), une réception claire des signaux horaires était mission impossible.

Tout d'abord, examinons le schéma fonctionnel d'un récepteur de signaux horaires entièrement configuré (figure 1). Nous allons parcourir ces blocs un par un et les remplir de contenu.

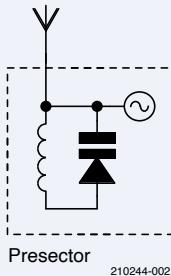
Présélecteur à condensateur variable MOSFET

Même les filtres les plus efficaces et à forte pente réalisés en logiciel et les meilleurs et

plus rapides convertisseurs A/N ne sont d'aucune utilité s'ils sont submergés par les parasites et que le signal utile est noyé dans le bruit. Il est impossible d'éviter un présélecteur qui élimine la majeure partie du bruit. Un circuit résonnant parallèle LC avec un condensateur variable (figure 2) est souvent utilisé comme présélecteur. La fréquence de résonance du circuit accordé est donnée par la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Formule 1}$$

Si vous utilisez une antenne à barreau de ferrite avec une inductance typique de 1500 μ H, telle qu'elle est couramment utilisée pour la réception dans la bande des grandes ondes, vous aurez besoin d'un condensateur variable allant de 400 pF à 6,7 nF pour couvrir la gamme de fréquences de 50 à 200 kHz. Malheureusement, il n'existe pas de diodes à capacité variable répondant à cette spécification.



210244-002

Figure 2. Principe d'un présélecteur.

Je me suis souvenu que chaque dispositif semi-conducteur possède une capacité de jonction inhérente (et non intentionnelle) qui dépend généralement de la taille de la jonction et de la tension. Mes premières mesures sur un MOSFET de puissance semblaient prometteuses et, parmi une variété de types différents, un IRF640 a donné les meilleurs résultats, avec une capacité de 500 pF à 20 VUDS et 3 nF à 1 VUDS. Pour faciliter le réglage dans la gamme de fréquences, j'ai ajouté un certain nombre de condensateurs supplémentaires (C30 à C34) qui pouvaient être connectés en parallèle avec les MOSFET de puissance (T35 et T36) selon les besoins à l'aide de transistors bipolaires à petits signaux (T30 à T34). Avec cette disposition, le présélecteur de la figure 3 peut être accordé sur une plage d'environ 30 à 300 kHz avec une inductance de 1500 μ H. Afin d'utiliser au mieux la plage de réglage des MOSFET, ceux-ci doivent être pilotés par une tension plus élevée que celle fournie par le CNA du microcontrôleur. Par conséquent, un ampli-op LM358 est utilisé pour éléver le signal d'environ 0...4,2 V à la plage de tension requise de 0...30 V.

Circuits résonants alternatifs

Pour pouvoir tester différentes idées, j'ai utilisé un connecteur (ST31, figure 3) afin de pouvoir échanger cette partie du circuit.

La figure 4 montre une manière simple de mettre en œuvre la rétroaction. Ici, le déphasage requis et un gain additionnel sont réalisés à l'aide d'un transistor supplémentaire (T80).

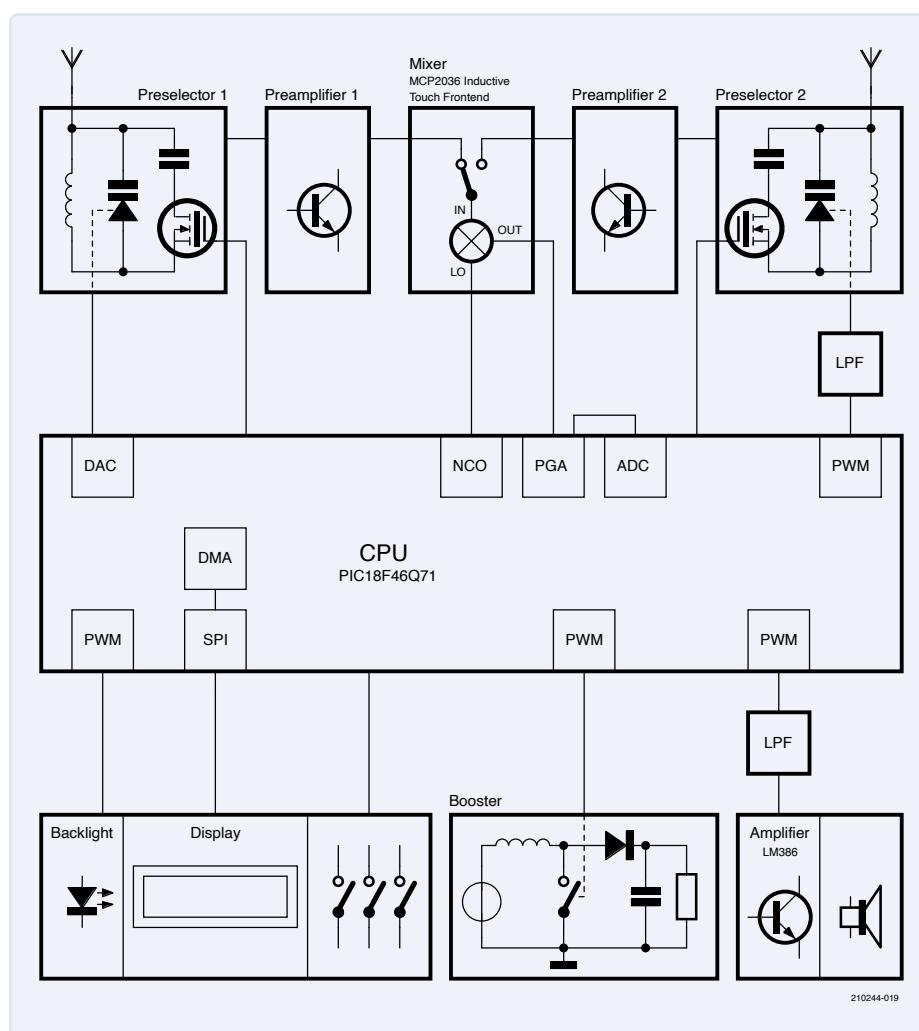


Figure 1. Schéma fonctionnel d'un récepteur de signaux horaires.

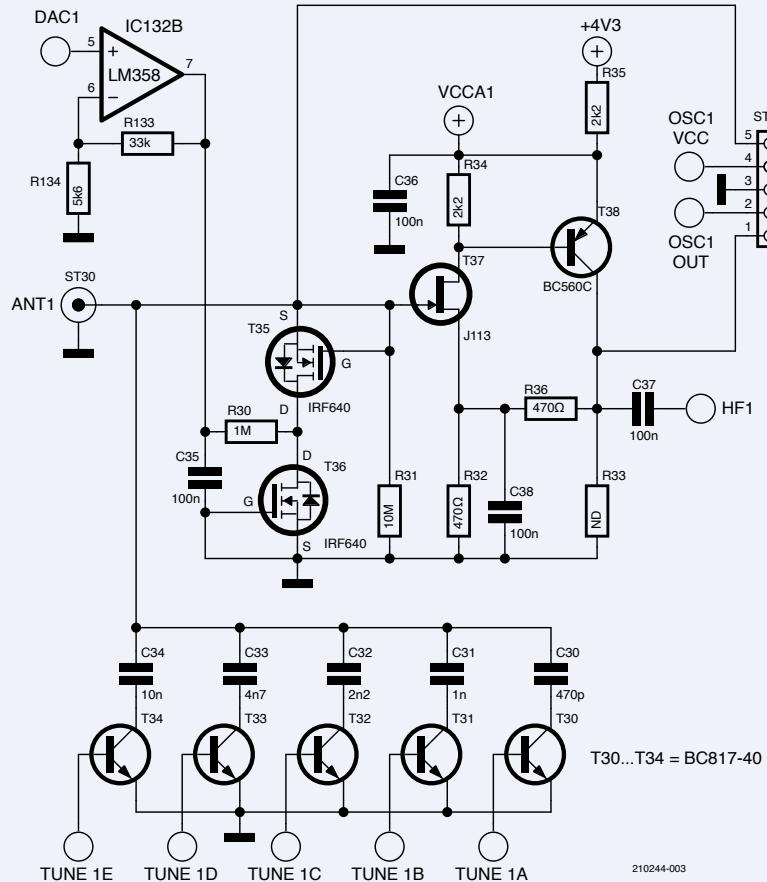


Figure 3. Le préselecteur avec l'amplificateur connecté pour le signal d'antenne.

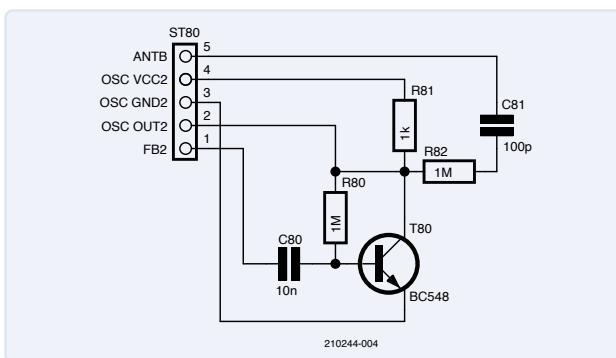


Figure 4. Oscillateur réalisé avec une rétroaction par transistor.

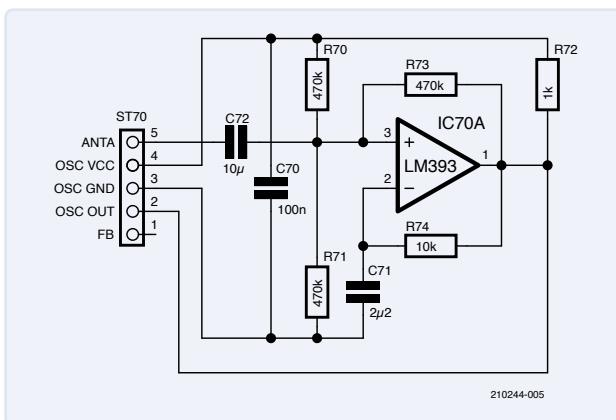


Figure 5. Un oscillateur basé sur un opamp.

Ce circuit présente l'avantage de n'amortir que faiblement le circuit résonnant, mais il s'est avéré difficile d'obtenir une résonance fiable sur une large gamme de fréquences.

La rétroaction transforme le préselecteur en un circuit résonant dont la fréquence d'oscillation est approximativement la même que la fréquence de résonance, du moins dans la bande des grandes ondes. Il y a une petite difficulté : à la fréquence de réception envisagée, le déphasage entre l'entrée et la rétroaction change, de sorte que le circuit ne résonne pas toujours à la fréquence de résonance prévue.

Pour le deuxième essai, j'ai adapté un vieux circuit ayant servi à réaliser un LC-mètre à l'aide d'un comparateur (figure 5). Il résonne sur une large gamme de valeurs d'inductances et de capacités et correspond très bien à la fréquence de résonance attendue. Cependant, comme c'est souvent le cas en électronique, une amélioration à un endroit se paie d'une dégradation à un autre. Bien que les bornes et la contre-réaction aient été réalisées avec une impédance très élevée, l'impédance d'entrée est sensiblement plus élevée qu'avec la solution précédente. Trois résistances de 470 kΩ (R70, R71 et R73) montées en parallèle du point de vue HF, soit environ 150 kΩ, accroissent l'amortissement du circuit résonant. Dans la pratique, cela n'a guère eu d'effet sur la qualité de la réception, si ce n'est que le gain global a dû être légèrement augmenté.

Pour cette variante, j'aurais aimé utiliser l'un des comparateurs intégrés au microcontrôleur. Bien que le multiplexeur de broches du microcontrôleur offre de nombreuses possibilités d'associer des signaux aux différentes broches d'E/S, l'usage intensif des périphériques analogiques se heurte à des limites, du moins si l'on veut éviter de router le signal sensible d'antenne en zig-zag à travers la carte. Pour cette raison, j'ai opté pour un comparateur externe (IC70) afin de garder les chemins de signaux aussi courts que possible.

En fin de compte, j'ai obtenu le circuit de la **figure 6** comme compromis. Ici, le circuit résonant est excité de manière fiable par une courte impulsion (200 ns) sur ST31/90 (broche 2) via R90/D90. Cependant, sans rétroaction, la résonance ne dure que quelques périodes, ce qui est trop court pour la mesurer avec suffisamment de précision avec les minuteries intégrées. C'est pourquoi le signal amplifié est transmis via ST31 (broche 4)

à l'un des comparateurs intégrés dans le microcontrôleur, lequel fournit en sortie (broche 2) une énergie supplémentaire pour maintenir le circuit en résonance (voir également la **figure 2**). Ici, la tension de référence du comparateur, qui peut être réglée via un CNA, détermine dans quelle mesure on obtient la fréquence de résonance attendue. Peut-être l'un des lecteurs de cet article a-t-il une idée sur la manière de régler automatiquement ce circuit en cours de fonctionnement afin qu'il fonctionne de manière fiable à différentes fréquences cibles.

Quelle que soit l'option choisie, on obtient un signal numérique d'une amplitude convenable qui est transmis à l'un des compteurs du microcontrôleur. Comme la résolution de fréquence souhaitée n'a pas besoin d'être meilleure que 100 Hz, il suffit de mesurer la fréquence avec une fenêtre temporelle de 10 ms (1/100 s).

Au démarrage, le logiciel commence par évaluer les gammes de fréquences qui peuvent être obtenues en connectant les condensateurs C30 à C34, dans chaque cas avec les tensions d'accord minimale et maximale. La bande la mieux adaptée est ensuite sélectionnée pour le processus d'accord définitif et la tension d'accord est ajustée pas-à-pas vers le haut ou vers le bas, en partant du milieu de la plage de tension. Le temps total nécessaire pour s'accorder sur une fréquence de réception prédéfinie est inférieur à 100 ms.

On peut également exciter le circuit résonant à une fréquence connue et ajuster la capacité jusqu'à obtenir l'amortissement le plus faible et donc l'amplitude la plus élevée. Pour ce faire, on peut connecter une résistance de très grande valeur aux bornes (ST31, broche 2, broche 5) et utiliser une fréquence de référence très précise sur la broche d'E/S (voir plus loin) pour exciter le circuit résonant.

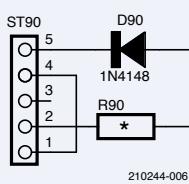


Figure 6. L'oscillateur est excité par une résistance et une diode.

En outre, j'ai placé une piste autour de l'ensemble de la carte, qui est également suffisante pour exciter l'antenne à la fréquence d'accord souhaitée. Cela fonctionne très bien, mais c'est beaucoup plus long que la solution précédente, car de nombreuses itérations sont nécessaires. Il me semble donc que la meilleure approche consiste à combiner les deux solutions. On commence par s'approcher grossièrement de la fréquence cible avec l'oscillateur, puis on procède à un réglage fin par excitation et accord jusqu'à la résonance maximale. La capture d'écran de la figure 7 montre un processus typique d'étalonnage et d'accord à 77,5 kHz.

Malheureusement, comme le montre la **figure 8**, la caractéristique de la capacité de jonction en fonction de la tension n'est pas linéaire (notez les échelles logarithmiques sur le graphique). En d'autres termes, les variations de capacité sont importantes à basse tension et deviennent de plus en plus faibles à haute tension.

Pour y remédier, on peut tirer parti d'une caractéristique particulière du CNA dans le microcontrôleur : il peut être alimenté par une tension de référence interne variable. Pour les faibles tensions de sortie, on utilise une tension de référence de 1,024 V, ce qui se traduit par une faible variation de tension. Pour des tensions d'accord plus élevées, la tension de référence peut être augmentée par pas jusqu'à 4,096 V.

Le signal du présélecteur est maintenant disponible pour un traitement ultérieur. Malheureusement, le CAN intégré dans le microcontrôleur a une fréquence de conversion maximale de 300 kHz.

Mélangeur et autres

Étant donné que le taux d'échantillonnage pour une mise en œuvre logicielle du récepteur doit être au moins deux fois la fréquence la plus élevée reçue, et de préférence quatre fois, la fréquence du signal reçu doit d'abord être abaissée pour qu'il puisse être traité par le microcontrôleur.

J'ai découvert par hasard un composant intéressant, le MCP2036 de Microchip, qui est en fait destiné à être utilisé comme frontal pour les capteurs tactiles, mais qui contient également un mélangeur (**figure 9**).

Le signal à mélanger est soumis aux deux entrées LREF et LBTN. La fréquence de l'oscillateur local est introduite par l'entrée CLK sous forme de signal numérique, ce qui

CHECKING TUNER ...

Cx	F-LO	F-HI
0	127,000	227,200
1	106,300	147,500
2	91,400	113,900
3	82,700	98,200
4	74,400	84,900
5	69,400	77,700
6	64,800	71,400
7	61,300	66,900
8	56,000	60,000
9	53,800	57,300
10	51,400	54,600
11	49,700	52,600
12	47,700	50,200
13	46,300	48,700
14	44,800	46,900
15	43,700	45,600
16	39,800	41,200
17	39,000	40,400
18	38,100	39,400
19	37,400	38,600
20	36,500	37,600
21	35,900	36,900
22	35,200	36,100
23	34,600	35,600
24	33,500	34,400
25	33,000	33,800
26	32,500	33,200
27	32,100	32,800
28	31,500	32,200
29	31,100	31,700
30	30,600	31,300
31	30,300	30,800

TUNING ... (5)

[512]	77,760	>
[256]	76,570	<
[384]	77,280	<
[448]	77,540	>
[416]	77,420	<
[432]	77,480	<
[440]	77,510	>
[436]	77,490	<
[438]	77,500	

Figure 7. Vérification du syntoniseur.

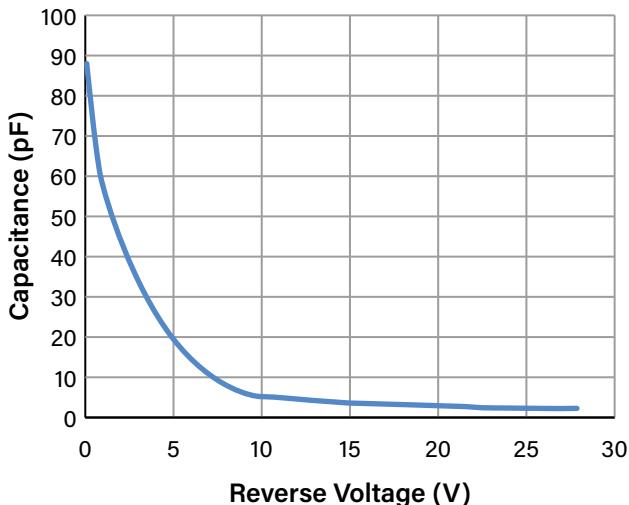


Figure 8. Courbe non linéaire de la capacité de jonction. (Source : Digikey - <https://tinyurl.com/3js37yjy>)

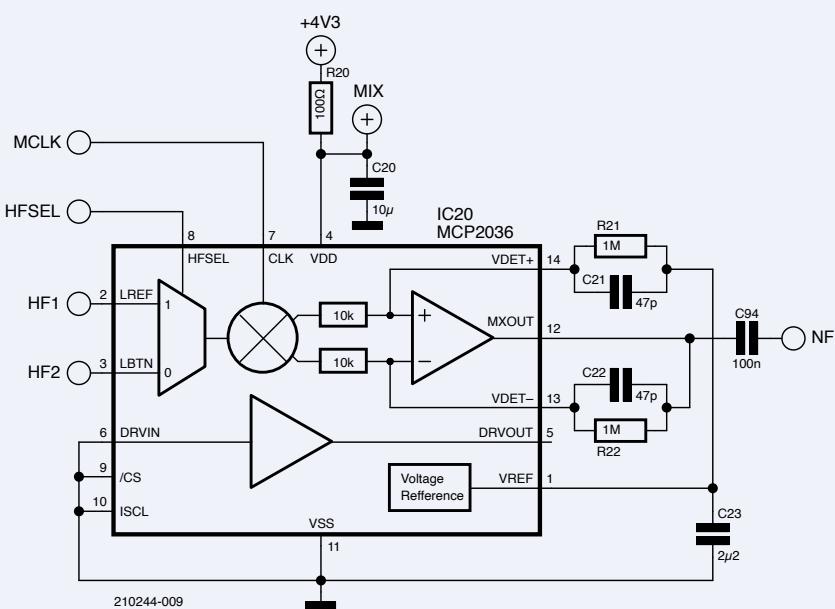


Figure 9. Structure interne du MCP2036. (Source : Microchip)

permet d'obtenir une fréquence intermédiaire de plusieurs kilohertz à la sortie. Ce composant présente également d'autres caractéristiques pratiques, notamment une source de tension de référence, un pilote (non utilisé ici) et un ampli-op qui peut être utilisé pour amplifier davantage le signal et, si nécessaire, agir comme filtre passe-bas afin d'éliminer les signaux indésirables.

Ensuite, le signal conditionné et abaissé obtenu est envoyé au convertisseur A/N. Le signal est échantillonné à quatre fois la fréquence intermédiaire pour obtenir ensuite les composantes I/Q pour la démodulation numérique du signal reçu.

Mais pour pouvoir recevoir des stations à

modulation d'amplitude telles que l'émetteur de signaux horaires DCF77, le gain de l'étage d'entrée doit être réglé de manière à ce que le signal à l'entrée du convertisseur A/N se situe dans la bonne plage – ni trop haut, ni trop bas. Pour ce faire, j'ai utilisé les ampli-op intégrés au microcontrôleur PIC18F46Q71, configurés en amplificateurs inverseurs et connectés en série. Un réseau de résistances est également disponible pour régler le gain, et, dans cette configuration, il permet d'obtenir un gain allant jusqu'à 15 par ampli-op. Comme pour le CNA, la tension de référence du CAN peut être sélectionnée entre 1,024 V et 4,096 V, ce qui représente un facteur de gain supplémentaire de quatre. Et si vous n'utilisez

que huit des douze bits disponibles du CAN, vous obtenez un gain réglable supplémentaire de 16. Globalement, cela signifie que le gain peut être réglé sur une plage de 1:14 400 (14 400 = 15 × 15 × 16 × 4), comme l'illustre la **figure 10**.

Comme six bits suffisent en fait pour décoder le signal de manière fiable (comme montré ci-dessous), la plage dynamique peut être portée à 1:57 600 (quatre fois la valeur ci-dessus), soit plus de 95 dB. Cela devrait suffire, que vous soyez à 2 000 km ou à quelques mètres de l'émetteur.

Il ne nous reste plus qu'à générer une fréquence d'oscillateur local variable pour le mélangeur. Pour cela aussi, j'ai utilisé les périphériques du microcontrôleur. La plupart des microcontrôleurs contiennent un temporisateur/compteur qui peut diviser le signal horaire par un facteur n. C'est suffisant pour de nombreuses applications, mais la résolution est très basse. Supposons que la fréquence de référence soit de 16 MHz. En utilisant un diviseur de 80, on obtient une fréquence de sortie de 200 kHz, mais avec le diviseur immédiatement supérieur (81), la fréquence de sortie est de 197,5 kHz, soit un saut de 2,5 kHz. Outre ces minuteries standard, le microcontrôleur PIC utilisé ici dispose également d'un périphérique supplémentaire appelé oscillateur à commande numérique (NCO). Comme le montre la **figure 11**, il s'agit d'un additionneur qui ajoute à chaque fois une valeur pré définie à son dernier résultat pour en produire un nouveau. Cela se produit à des intervalles très courts, dans ce cas à la fréquence de l'horloge du microcontrôleur de 64 MHz.

Chaque fois que l'additionneur génère un débordement, soit un événement est généré, soit une sortie est commutée. À basse fréquence, cela permet des résolutions aussi petites que quelques dixièmes de hertz. Bien sûr, il y a une certaine gigue dans le signal de sortie, mais elle peut être ignorée dans ce cas.

Le microcontrôleur

J'ai déjà beaucoup parlé du microcontrôleur. Compte tenu des nombreuses fonctions et tâches que ce microcontrôleur doit fournir et exécuter, il peut paraître surprenant qu'au lieu d'un microcontrôleur 32 bits à haute performance, j'ai opté pour un microcontrôleur 8 bits avancé (Microchip PIC18F46Q71 [1]) qui, de plus, est disponible dans un boîtier DIP en plastique d'emploi facile. Il dispose d'une quantité de périphériques que j'ai largement

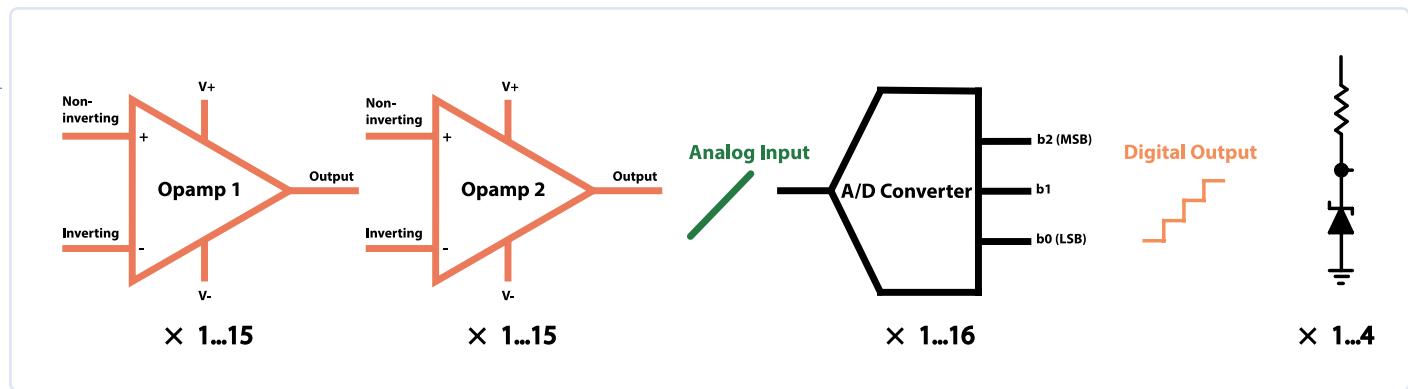


Figure 10. Gain global réglable.

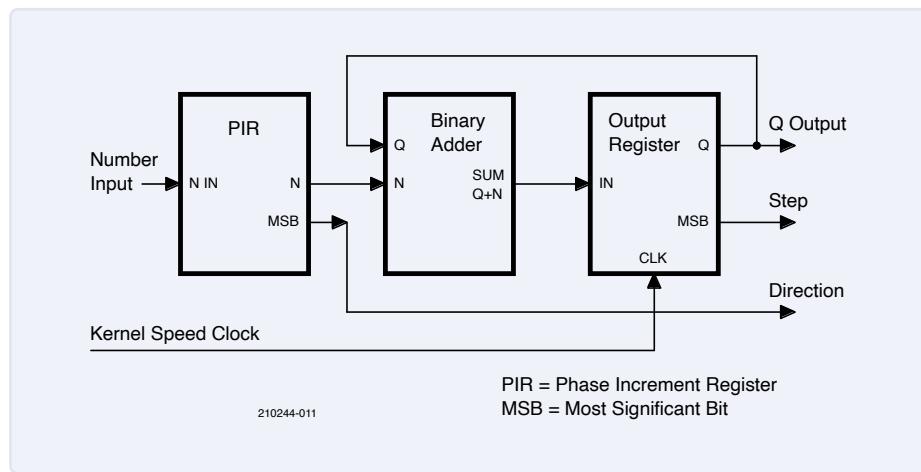


Figure 11. Oscillateur à commande numérique.

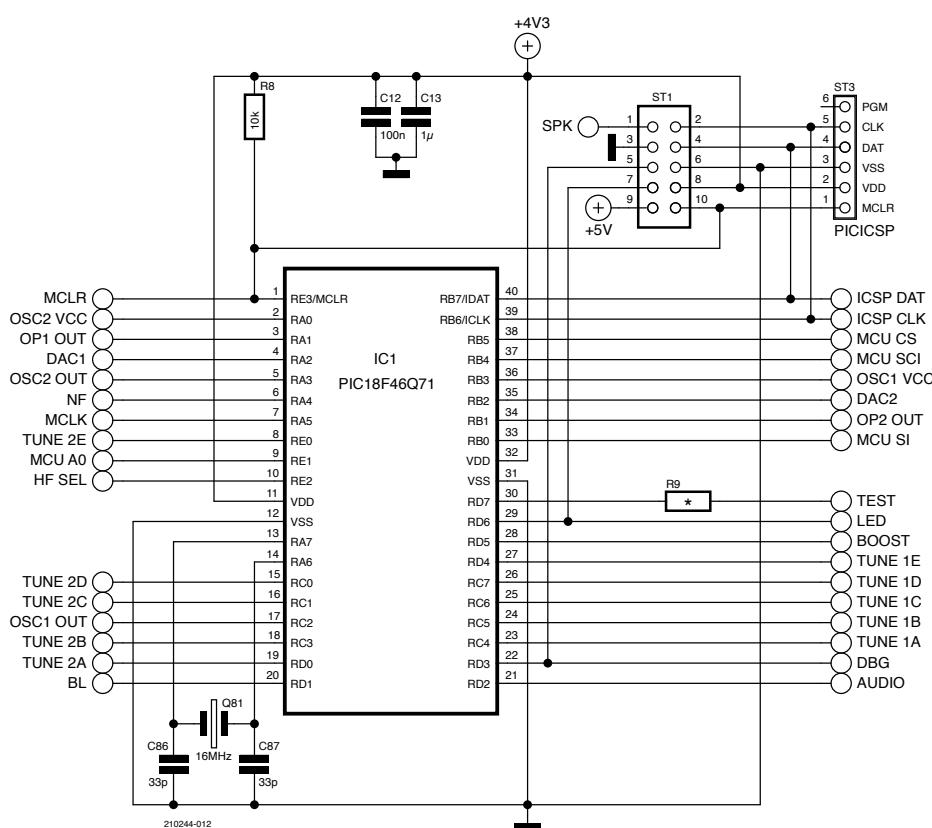


Figure 12. Le cerveau du récepteur de signaux horaires : le PIC18F46.

utilisés ici. Pour ce qui est des caractéristiques remarquables dans sa catégorie, il possède un CAN 12 bits avec un taux d'échantillonnage de 300 kHz, deux ampli-op intégrés avec chacun un produit gain-bande passante de 5,5 MHz, un contrôleur DMA multicanal, plusieurs canaux MLI rapides avec générateur de temps mort, deux UART et un oscillateur à contrôle numérique (le cœur du circuit de réception). Il contient également d'autres périphériques intéressants, notamment des cellules logiques programmables (qui peuvent, par exemple, être utilisées pour générer un signal avec un déphasage de 90 degrés), deux comparateurs rapides et une unité CRC matérielle, qui ne sont pas utilisés dans ce projet.

Étant également équipé d'un multiplicateur matériel, il peut fournir la puissance de traitement nécessaire pour des calculs complexes, tels que l'exécution d'un filtre de Hilbert pour éliminer la fréquence miroir.

La **figure 12** montre le microcontrôleur avec tous ses signaux d'entrée et de sortie. ST3 est le port de programmation ICSP, et plusieurs E/S sont reliées au connecteur ST1 à des fins de débogage. Cela permet de transmettre des données série à l'aide de l'UART, par exemple pour afficher la plage de fonctionnement du préselecteur ou pour configurer des signaux MLI à haute résolution supplémentaires afin d'émettre des valeurs analogiques pour le débogage des différents étages du démodulateur SDR.

Une interface graphique adaptée

Bien entendu, le récepteur doit également disposer d'une interface utilisateur sous la forme d'un petit écran graphique et de boutons de commande, ainsi que d'un potentiomètre (**figure 13**). J'ai opté pour l'un des modules d'affichage sur verre (DOG) bien connus, qui est connecté au microcontrôleur hôte par l'intermédiaire d'une interface SPI. Malheureusement, l'interface SPI de l'écran est unidirectionnelle, ce qui signifie que des données peuvent être affichées sur l'écran mais non lues.

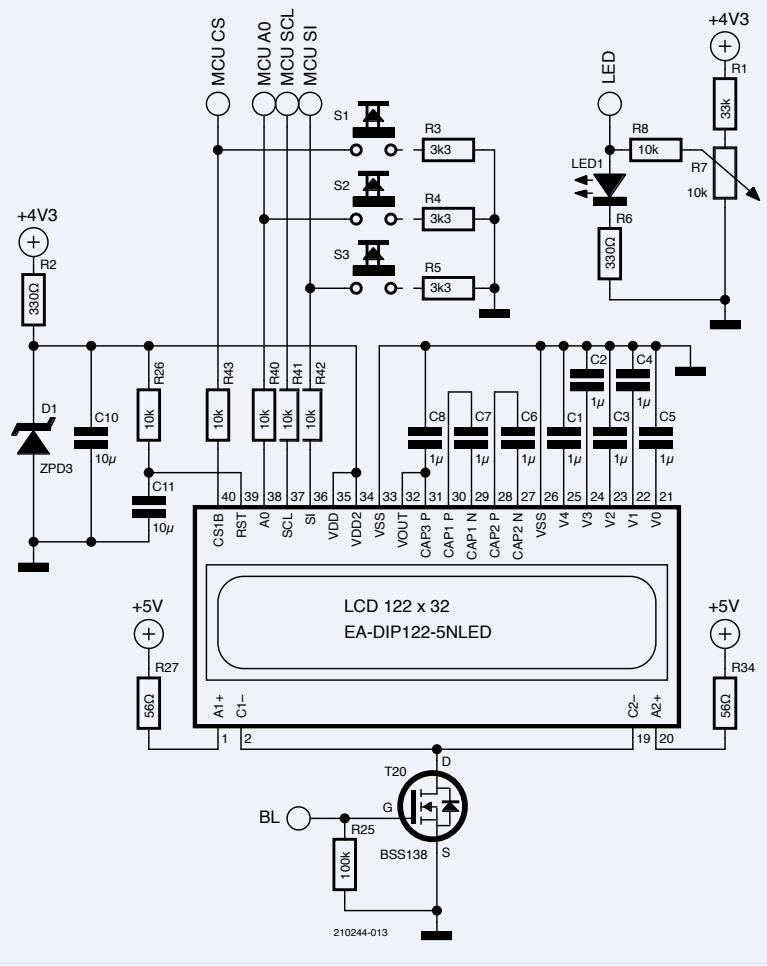


Figure 13. L'interface utilisateur se compose d'un écran, d'une LED et de quelques boutons-poussoirs.

C'est pourquoi l'image graphique à afficher doit d'abord être créée dans la mémoire vive du microcontrôleur, puis envoyée périodiquement à l'écran. Pour ce faire, j'ai de nouveau utilisé l'un des périphériques du microcontrôleur, en l'occurrence le contrôleur DMA. Il rafraîchit périodiquement l'écran avec son image en mémoire via l'interface SPI. Cette opération s'effectue en arrière-plan sans intervention de l'unité centrale.

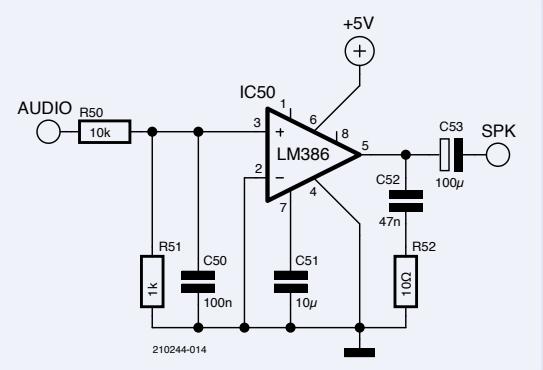
La consommation totale de courant de l'écran n'est que de quelques centaines de microampères, sa tension d'alimentation de 3,3 V est obtenue à l'aide d'une diode Zener. Pour la conversion du niveau du signal, j'ai utilisé des résistances en série en combinaison avec les diodes parasites présentes sur les entrées de l'écran.

Audio

Comme il y a aussi des stations de radio dans la bande de réception (par exemple, BBC World à 198 kHz), j'ai également inclus un haut-parleur et un amplificateur dans le projet. J'ai cherché à utiliser au maximum les périphériques présents dans le microcontrôleur pour mettre en œuvre l'amplificateur.

Au départ, j'ai opté pour une conception en classe D, les transistors de l'étage de sortie étant pilotés numériquement par le microcontrôleur et passants ou bloqués. Les interférences avec le récepteur pouvaient être évitées en choisissant une fréquence d'horloge appropriée avec aussi peu d'harmoniques que possible dans la gamme de fréquences du récepteur. Mais ce qui a si bien fonctionné dans la mise en œuvre de l'élévateur de tension (voir ci-dessous) n'a pas marché ici, peut-être en raison de la puissance nettement plus élevée ou des chemins de câble considérablement plus longs vers le haut-parleur, ou les deux.

J'ai donc construit un amplificateur analogique conventionnel basé sur le classique LM386. Le signal audio est d'abord traité numériquement par le microcontrôleur, car il est de toute façon présent sous forme numérique en tant que composantes I/Q après la conversion A/N. À la sortie, les échantillons calculés sont transmis à une unité MLI fonctionnant à une fréquence d'horloge élevée, après quoi ils passent à travers un filtre passe-bas et sont ensuite transmis à l'entrée de la puce amplificatrice (figure 14).



portée à un niveau beaucoup plus élevé. Cette opération est réalisée par un convertisseur élévateur non réglé d'une rafraîchissante simplicité (**figure 16**). Le signal MLI utilisé pour piloter T70 est généré par le microcontrôleur avec un rapport cyclique approprié. La diode Zener limite la tension de sortie à un maximum de 33 V. Bien que ce circuit ne soit pas particulièrement efficace, la consommation de courant est faible et dépend surtout du courant de repos de l'opamp, de sorte que l'efficacité importe peu dans ce cas.

Antennes

L'antenne est reliée au récepteur par une paire de connecteurs SMB appariés. Cette disposition permet à l'antenne de tourner, donc d'être orientée le mieux possible dans la direction de l'émetteur.

Pour les premiers essais de réception, j'ai récupéré une antenne en ferrite d'un vieux réveil radio et je l'ai collée sur un morceau de circuit imprimé. Bien sûr, j'ai d'abord dû retirer le condensateur d'accord qui est maintenant simulé dans le préselecteur.

Comme il est désormais difficile de trouver des antennes à barreau de ferrite prêtes à l'emploi et même des barreaux de ferrite nus, et que bobiner n'est pas un passe-temps fort apprécié, je me suis mis à la recherche d'une antenne alternative. Sur la page de déstockage d'un distributeur d'électronique par correspondance, j'ai trouvé une antenne à cadre que j'ai aussi collée sur un morceau de circuit imprimé. Les résultats de réception étaient comparables à ceux obtenus avec l'antenne à barreau de ferrite.

Sur cette base, j'ai conçu un circuit imprimé avec des encoches pour faciliter le bobinage (**figure 17**) et j'ai fabriqué l'antenne moi-même. J'ai dû utiliser un fil de cuivre émaillé très fin

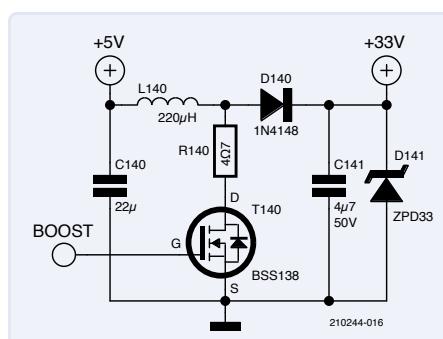
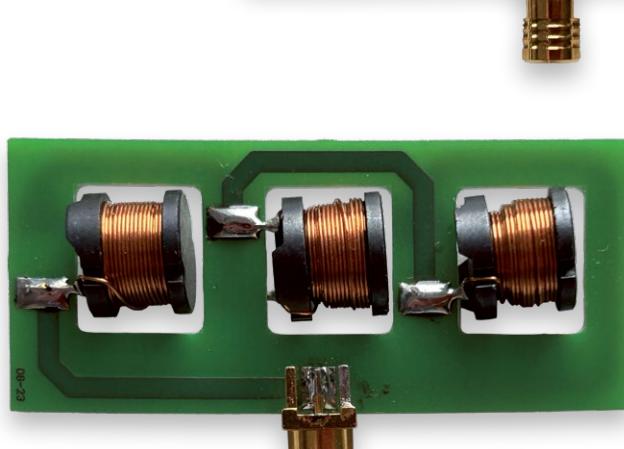


Figure 17. Antenne à cadre maison.



Logiciel

Le logiciel fonctionne essentiellement sur le principe d'une SDR conventionnelle, ce qui signifie que les composantes I/Q sont utilisées pour la démodulation du signal. Ce fonctionnement a déjà été décrit dans de nombreux articles d'Elektor [2] [3], il n'est donc pas nécessaire d'entrer dans les détails ici. L'extrait de code dans l'encadré Deux récepteurs valent mieux qu'un est la seule chose vraiment nouvelle qui mérite d'être mentionnée. Ce circuit utilise de nombreux périphériques intégrés, par exemple pour la génération de la fréquence de l'oscillateur local pour le mélangeur et l'affichage par le contrôleur DMA, de sorte que la charge sur le microcontrôleur est très faible. Par conséquent, même ce microcontrôleur 8 bits dispose d'une puissance de traitement suffisante pour démoduler le signal reçu. Le dernier maillon de cette chaîne est l'interface graphique, qui évalue les nouvelles valeurs calculées et met à jour l'affichage si nécessaire.

Perspectives

C'est toujours la même histoire : après avoir construit le premier prototype, il vous vient de nombreuses idées d'améliorations pour

Deux récepteurs valent mieux qu'un

Bien que le circuit ait été conçu à l'origine pour recevoir des données et des signaux horaires sur la bande des grandes ondes, le mélangeur dispose d'une deuxième entrée commutable, et j'ai donc décidé d'ajouter un présélecteur supplémentaire avec sa propre antenne. Celui-ci peut être équipé de composants pour la réception de grandes ondes ou d'ondes moyennes. Comme je l'ai constaté au cours du développement du logiciel, cela permet même de recevoir en même temps des signaux à deux fréquences différentes. Malheureusement, le microcontrôleur que j'ai utilisé ici n'a qu'un seul NCO, j'ai donc dû recourir à une astuce pour générer la deuxième fréquence de l'oscillateur local. J'ai utilisé l'une des deux minuteries universelles de 16 bits pour générer la fréquence inférieure de l'oscillateur local. Bien que le timer soit cadencé par l'horloge système de 64 MHz, il est possible de s'approcher assez près de la fréquence souhaitée de l'oscillateur local. À 77,5 kHz (DCF77), par exemple, l'erreur n'est que de 200 Hz. Si le deuxième timer universel est utilisé pour générer le taux d'échantillonnage de la fréquence intermédiaire, il peut être ajusté entre 2 000 Hz et 2 200 Hz avec une résolution d'environ 1 Hz, ce qui permet de compenser l'erreur décrite précédemment. Le NCO de l'autre circuit récepteur doit être ajusté en fonction de la nouvelle fréquence intermédiaire obtenue.

Bien entendu, le quartz utilisé n'a qu'une précision limitée. Si nous supposons que la précision est de 50 ppm, l'erreur à 77,5 kHz est de 4 Hz. C'est trop pour le filtre à bande très étroite utilisé pour le décodage. Néanmoins, l'erreur peut être déterminée par logiciel. Si le signal de l'émetteur souhaité peut être reçu avec un niveau de signal suffisant, la correction de fréquence peut également être effectuée automatiquement. Pour ce faire, le logiciel doit mesurer sur un intervalle de quatre périodes si le vecteur I/Q tourne dans le sens des aiguilles d'une montre ou dans le sens inverse. Si l'on effectue cette opération sur une période définie, on obtient une indication de l'écart entre la fréquence réelle de l'oscillateur local et la fréquence souhaitée. Une fonction de contrôle de niveau supérieur peut alors réduire ou augmenter la fréquence intermédiaire pour amener la différence à zéro. Le listage suivant montre comment cela peut être réalisé en C.

```
#define FILTERDEPTH 25
typedef struct {
    int16_t Ihistory[FILTERDEPTH];
    int16_t Qhistory[FILTERDEPTH];
    int32_t Iaverage;
    int32_t Qaverage;
    uint8_t index;
    uint8_t lastQuadrant;
    int8_t phaseChange;
} IQ;
IQ *iq;
void IQcallback( int16_t I, int16_t Q ) {

    uint8_t quadrant =0;

    // moving average lowpass filter I
    iq->Iaverage -= iq->Ihistory[iq->index];
    iq->Ihistory[iq->index] = I;
    iq->Iaverage += I;

    // moving average lowpass filter Q
    iq->Qaverage -= iq->Qhistory[iq->index];
    iq->Qhistory[iq->index] = Q;
    iq->Qaverage += Q;

    iq->index++;
    if( iq->index >= FILTERDEPTH ) {
        iq->index =0;
    }
    // integrate phase shift > phase error >
    // estimate frequency offset of crystal
    if( iq->Qaverage<0 ) quadrant =1;
    if( iq->Iaverage<0 ) quadrant ^= 3;
    if( iq->lastQuadrant == ( (quadrant+1) & 3 ) )
        iq->phaseChange--;
    if( iq->lastQuadrant == ( (quadrant-1) & 3 ) )
        iq->phaseChange++;
    if( iq->phaseChange < -90 )
        iq->phaseChange = 90;
    if( iq->phaseChange > 90 )
        iq->phaseChange = -90;
    iq->lastQuadrant = quadrant;
}
```

la prochaine version. Néanmoins, j'ai décidé de m'en tenir à ma première approche et de la réaliser comme prévu. Si je devais concevoir à nouveau ce projet, je ferais ce qui suit :

- Ajouter un encodeur rotatif à l'interface utilisateur pour faciliter le réglage de la fréquence.
- Utiliser le PIC18F26Q71 (le petit frère du PIC18F46Q71 que j'ai utilisé), mais en prendre deux. L'espace requis sur la carte serait presque le même, et, de cette façon, j'aurais deux NCOx, quatre ampli-op, et quatre comparateurs. D'un point de vue HF, cela permettrait un

meilleur routage. L'inconvénient serait la communication nécessaire entre les deux microcontrôleurs, mais cela resterait limité. Une unité centrale pourrait s'occuper de la numérisation et du traitement des données reçues, tandis que l'autre pourrait gérer l'interface graphique. Comme les deux microcontrôleurs fonctionneraient à partir de la même horloge source, une interface UART à un fil fonctionnant dans la gamme des Mb/s serait facilement réalisable.

➤ Remplacer les connecteurs SMB, devenus quasiment inabordables, par des prises jack à l'ancienne. Une version

de 2,5 mm fonctionnerait bien ici, et la rotation de l'antenne resterait possible. Comme ces fiches et jacks sont également disponibles en versions à trois et quatre voies, il serait même possible de déplacer une partie du circuit, comme les condensateurs d'accord, vers l'antenne.

- Modifier les présélecteurs de manière à ce que le récepteur puisse recevoir des signaux dans la bande des ondes moyennes (bande de radiodiffusion AM) ou qu'il puisse être utilisé à des fins de radio amateur. Des expériences pratiques ont montré que le mélangeur peut monter jusqu'à un nombre de MHz à un chiffre.

Comme vous pouvez le constater, la SDR ne requiert pas nécessairement des microcontrôleurs 32 bits à grande vitesse, qui ne sont souvent disponibles que dans des boîtiers difficiles à souder à la main. En utilisant astucieusement les périphériques d'un microcontrôleur 8 bits, il est possible de remplacer une ou plusieurs fonctions et d'aboutir à une conception facile à réaliser.

Comme toujours, ce type de projet vit ou meurt en fonction du nombre de participants qui contribuent à l'effort. En particulier, l'écriture du logiciel prend beaucoup de temps. Mais peut-être quelqu'un aura-t-il l'envie et l'enthousiasme de faire avancer ce projet ? N'hésitez pas à nous le faire savoir ! ↩

VF: Helmut Müller — 210244-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (marco@happy-electrons.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Marco est né en 1970 et s'est intéressé à l'électronique dès son plus jeune âge. Il s'est occupé d'électronique pendant son adolescence, a étudié l'électrotechnique et travaillé en recherche et développement pendant près de 35 ans. Il est actuellement employé par un fabricant américain de semi-conducteurs. Marco est également radioamateur et répond à l'indicatif DD9DD.



Produits

➤ **Bert van Dam, PIC Microcontrollers (Elektor 2008)**
E-book, PDF : <https://elektor.fr/18093>

➤ **Tam Hanna, Microcontroller Basics with PIC (Elektor 2020)**
Livre de poche : <https://elektor.fr/19188>
E-book, PDF : <https://elektor.fr/19189>



LIENS

- [1] Le microcontrôleur PIC18F46 : <https://microchip.com/en-us/product/PIC18F46Q71>
- [2] Martin Ossmann, « Radio logicielle avec AVR » série en six parties, Elektor 3/2012 à 10/2012 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine-archive/2012>
- [3] Martin Ossmann, « horloges radiocommandées SDR » Elektor 1/2023 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-291/61413>

VOTRE PARTENAIRE ULTIME
POUR LA FABRICATION
DE CIRCUITS IMPRIMÉS !

POURQUOI CHOISIR PCBWAY?

<https://www.pcbway.fr/>
fr-service@pcbway.com



DES CIRCUITS IMPRIMÉS DE HAUTE QUALITÉ

Notre technologie de pointe garantit des circuits imprimés impeccables pour vos projets.



RÉALISATION ULTRA-RAPIDE

Aussi rapide que 24 heures pour le service de prototypage PCB.



COMMANDE SANS TRACAS

Il vous suffit de télécharger votre conception, et nous nous occupons du reste !



ASSISTANCE CLIENTÈLE DÉVOUÉE

Notre équipe d'assistance expérimentée vous assure une expérience sans faille, du début à la fin.