

Décodage logiciel du signal de transfert de temps par DCF77 : introduction à la radio définie par logiciel au moyen d'une carte son

Jean-Michel Friedt, Clément Eustache, Enrico Rubiola

Résumé—Dans le cadre d'un enseignement de la transmission de l'information (numérique sur porteuse radiofréquence), la modulation de phase et le codage pseudo-aléatoire sont des sujets complexes à aborder s'ils restent à un niveau abstrait. Nous proposons une mesure de temps de vol d'un signal très basse fréquence (VLF) acquis par carte son, généré par l'émetteur DCF77 à Mainflingen, encore utilisé pour la synchronisation des horloges. Plus facile à aborder que le signal GPS qui utilise le même principe, nous démontrons l'acquisition d'un signal à 77,5 kHz par carte son, sa transposition en fréquence par traitement logiciel vers la bande de base, la mesure de la modulation d'amplitude puis de phase par intercorrélation avec un code pseudo-aléatoire connu, pour conclure sur la mesure expérimentale de variation de temps de vol du signal avec l'altitude de l'ionosphère.

Index Terms—radio définie par logiciel, transfert de temps, carte son, traitement du signal

I. INTRODUCTION

LA synchronisation des horloges est un problème quotidien souvent passé sous silence. Longtemps confinée au problème du positionnement des navires en mer (identification de la longitude [1]), la dissémination du temps impacte aujourd'hui des domaines aussi divers que la sécurité informatique, les transferts boursiers ou la géolocalisation (LORAN-C, GPS) [2]. Domaine méconnu, appréhender les contraintes de transfert du temps est l'opportunité de mettre en pratique un domaine souvent rébarbatif si l'on s'en tient au formalisme mathématique, le traitement numérique du signal.

Nous avons abordé le traitement numérique de signaux issus de la constellation de satellites GPS, en démontrant la capacité d'acquérir les informations radiofréquences brutes et d'établir une chaîne complète de démodulation, de l'identification de la porteuse et de la source du signal (CDMA – *Code Division Multiple Access*) à l'extraction des bits des messages de navigation [3]. Traiter les signaux GPS reste cependant une tâche ardue, avec un signal sous le bruit thermique qui est donc difficile à appréhender tant que la chaîne de traitement ne commence pas à fonctionner, remettant en cause l'étape d'acquisition de données en cas d'échec du traitement.

Nous reprenons la séquence de traitements sur un signal bien plus simple à appréhender, l'émission radiofréquence de

DCF77, un émetteur radiofréquence [4] maintenu en Allemagne pour synchroniser les horloges radio-commandées, dont le signal source est issu des sources primaires du laboratoire de métrologie Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) à Braunschweig. Bien que des modules de réception de ces signaux existent pour un coût dérisoire, nous nous intéresserons à traiter le signal brut pour en extraire l'information de datation, en particulier pour illustrer le concept d'étalement de spectre par modulation pseudo-aléatoire de la phase, et ainsi appréhender la dualité entre transfert de fréquence (une information à bande étroite) et de temps (information intrinsèquement à bande large, puisque la précision du temps se traduit par un événement bref et donc un fort encombrement spectral).

DCF77 émet un signal de 50 kW [5] – couvrant toute l'Europe occidentale sur un rayon de plus de 2000 km autour de l'émetteur – sur une porteuse à $f = 77,5$ kHz, qui rentre donc dans la bande d'échantillonnage des cartes sons équipant la majorité des ordinateurs – une carte son de bonne qualité échantillonne aujourd'hui à 192 kHz et respecte donc le critère de Nyquist pour échantillonner le signal de DCF77 sans qu'aucune transposition analogique en fréquence ne soit nécessaire. Les signaux de localisation VLF, bien que de précision moindre que les signaux micro-ondes des systèmes de localisation satellitaires, sont un complément attractif à ces derniers qui sont une cible privilégiée de brouillage ou de simulation (*spoofing*). Ce projet, mis en œuvre avec un étudiant de Master 1 du Cours master en ingénierie appliquée (CMI) du Master Photonique, mICro-nanotechnologies et tempS-fréquence (PICS) de Besançon, est l'opportunité d'aborder une vaste gamme de sujets, allant de la compréhension des antennes sub-longueurs d'ondes, à l'acquisition du signal et l'extraction des informations qui y sont imprimées sous forme de modulation d'amplitude [5], [6] et de phase [7]. Le premier point est trivial et sans grand intérêt technique, mais le second permet d'appréhender expérimentalement les codes pseudo-aléatoires que l'on retrouve dans la majorité des implémentations de CDMA. Finalement grâce à une datation précise du temps de vol de l'onde électromagnétique émise par DCF77 et se propageant selon deux modes – de surface et par rebond sur l'ionosphère – nous avons l'opportunité de sonder l'altitude à laquelle l'ionosphère réfléchit les ondes électromagnétiques très basses fréquences, et donc d'étudier la propagation des ondes électromagnétiques en fonction de l'activité solaire.

J.-M. Friedt est maître de conférence à l'université de Franche-Comté à Besançon et effectue ses activités de recherche au département temps-fréquence de l'institut FEMTO-ST. C. Eustache est étudiant en Master 1 du Cours master en ingénierie appliquée (CMI) du Master Photonique, mICro-nanotechnologies et tempS-fréquence (PICS). E. Rubiola est professeur à l'université de Franche-Comté à Besançon, correspondant du labex First-TF (first-tf.fr) au département temps-fréquence de FEMTO-ST.

II. L'ANTENNE, UN FILTRE PASSE BANDE NÉCESSAIRE À LA RADIO LOGICIELLE

La longueur d'onde du signal électromagnétique émis par DCF77, se propageant dans le vide à 3×10^8 m/s, est de 3,8 km. La majorité des applications exploiteront donc des antennes nettement sub-longueur d'onde, de dimensions caractéristiques de quelques dizaines de centimètres tout au plus, donc des produits du vecteur d'onde k à la taille caractéristique a de quelques 10^{-4} au mieux. De nombreux auteurs [8], [9] se sont intéressés aux conséquences du cas $ka \ll 1$, et leur conclusion est qu'un tel dispositif présente nécessairement une efficacité de rayonnement médiocre, mais surtout que le facteur de qualité Q est nécessairement très élevé, de l'ordre de $1/(ka) + 1/(ka)^3$. Le mode électrique TE_{10} qui nous intéresse dans le solénoïde qui nous sert d'antenne voit son facteur de qualité limité à quelques centaines par les pertes ohmiques dans une épaisseur de l'ordre de la profondeur de peau δ_s (cas TE_{10} du tableau 1 de [9]). Les conséquences pour notre application de communication sont

- 1) un encombrement spectral du signal reçu nécessairement réduit, puisque seule la bande de l'ordre de f/Q nous sera accessible, et donc un débit de communication d'autant réduit,
- 2) une capacité de filtrage des stations voisines ou parasites efficace.

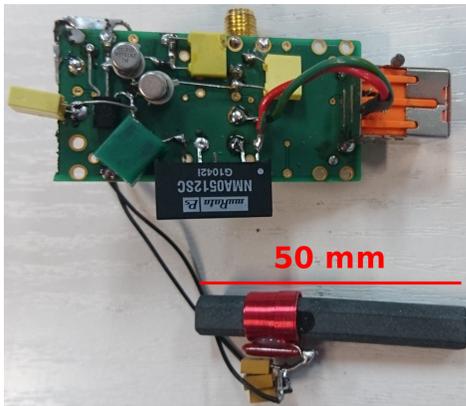


FIGURE 1. Circuit de réception, avec adaptation d'impédance de l'antenne ferrite. La sortie de ce circuit attaque directement l'entrée de la carte son. La bobine et son noyau de ferrite sont issus du circuit disponible à www.conrad.fr/ce/fr/product/641138/Platine-de-reception-DCF-alimentation-25-15-VDC-3-mA pour une dizaine d'euros. Un convertisseur DC-DC de 5 vers 12 V permet d'alimenter le circuit proposé à www.qsl.net/dl4yhf/pcf77_osc/index.html sur port USB.

Ce dernier point nous importe dans le cadre de la radio définie par logiciel, car l'étage d'acquisition échantillonne toute la bande, de DC à la demi-fréquence d'échantillonnage. DCF77 se trouve à près de 400 km de Besançon, site du récepteur, et toute station plus puissante dans notre entourage risque de saturer le convertisseur analogique numérique dont le pas de quantification est d'autant plus réduit que sa fréquence d'échantillonnage augmente. Une carte son donne encore d'excellentes performances avec ses 16 bits de résolution, mais la capacité de l'antenne de filtrer les émissions puissantes alentours – alimentations à découpages et rayonnement d'écrans

cathodiques pour citer les sources de perturbation proches du laboratoire – reste appréciable.

Une seconde conséquence d'antennes nettement sub-longueur d'onde et donc leur mauvaise efficacité est leur énorme impédance. Un accord entre le solénoïde conçu pour allonger la longueur de l'antenne et le signal reçu est obtenu par utilisation d'un condensateur en parallèle pour former un circuit anti-résonant, source de tension de très forte impédance. Un suiveur, sans nécessairement apporter de gain significatif, s'avère donc nécessaire avant d'alimenter avec ce signal la carte son d'impédance typique de quelques dizaines de kohms (Fig. 1).

III. ENCODAGE DU SIGNAL TRANSMIS PAR DCF77

Le codage du signal transmis par DCF77 est en amplitude pour simplifier le récepteur : un redresseur et un filtre passe bas en sortie de l'étage de transposition de fréquence suffisent pour observer la chute d'amplitude qui indique le début de chaque seconde. La nature du bit transmis est codée dans la durée pendant laquelle l'amplitude baisse, et permet ainsi de retrouver la date et l'heure¹. Cette information grossière de transfert de temps ne nous intéressera que brièvement pour valider l'étage de réception, mais la réelle innovation introduite dans DCF77 est l'ajout "récent" d'une modulation de phase sur la porteuse pour permettre une datation fine de l'arrivée du signal. Comme dans GPS, un signal pseudo-aléatoire module la phase afin de maximiser l'étalement spectral introduit par cette modulation, mais contrairement à GPS qui module en BPSK (0 ou 180°), DCF77 exploite une modulation de $\pm 13^\circ$ pour éviter de perturber les récepteurs en amplitude existant. La définition de la modulation de phase s'appuie sur la porteuse, excessivement stable puisque issue d'horloges atomiques : chaque bit dure 120 périodes de la porteuse, et le polynôme générateur est de la forme $x^9 + x^4 + 1$ [7]. La séquence pseudo aléatoire de longueur 511 (codage sur 9 bits) dure donc $511 \times 120 / 77500 = 791$ ms, commençant après les 200 ms de la durée la plus longue de modulation d'amplitude, avec la fin du signal pour compléter la seconde qui maintient la phase constante. La largeur de bande du récepteur est étendue, par rapport au simple détecteur d'amplitude, à $77500 / 120 \approx 700$ Hz pour recevoir le signal modulé en phase.

IV. ACQUISITION DES DONNÉES ET PREMIERS DÉCODAGES

Ayant acquis un signal sur la carte son, nous pouvons dans un premier temps nous demander si l'information que nous recherchons y a été enregistrée. La modulation d'amplitude est la façon la plus simple, après le morse, d'imprimer une information sur une porteuse : son amplitude est représentative de l'information transportée, sans que nous ayons à nous soucier de synchroniser l'oscillateur local avec la porteuse reçue. Cependant, l'absence d'asservissement de l'oscillateur local signifie aussi que la bande de démodulation doit être suffisamment large pour absorber les fluctuations éventuelles des fréquences des oscillateurs émetteur et récepteur : l'intégration du bruit dans cette bande étendue rend la modulation d'amplitude le mécanisme le moins efficace, qui tend donc à disparaître au profit des modes plus efficaces de modulation de

1. <https://www.eecis.udel.edu/~mills/ntp/pcf77.html>

fréquence ou de phase. Néanmoins, sa simplicité permet une introduction progressive au traitement numérique du signal : la porteuse est décalée de 77,5 kHz de la bande de base (centrée sur 0 Hz), donc notre première tâche consiste à transposer fréquentiellement le signal puis le filtrer et enfin décimer puisque la majorité de l'information acquise est devenue superflue. Nous prototypons sous GNU/Octave ² – logiciel libre de syntaxe compatible avec Matlab – bien que GNURadio ³ – environnement de prototypage du traitement du signal numérique échantillonné en temps discret offrant de multiples interfaces vers du matériel d'acquisition de données [10] – (Fig. 2) soit parfaitement approprié à cette tâche et rende le traitement compatible avec Python.

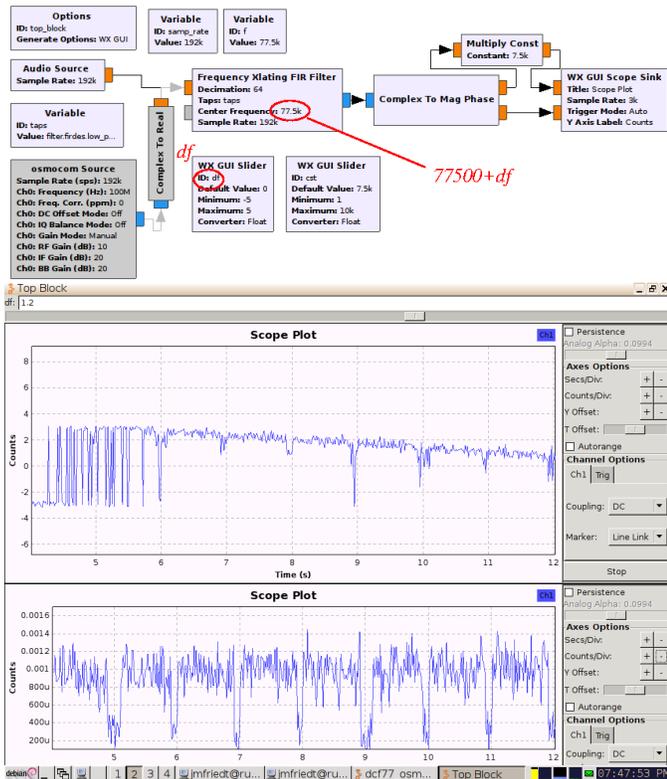


FIGURE 2. Haut : flux de traitement GNURadio pour acquérir un signal sur carte son, le transposer en fréquence, et afficher son amplitude et sa phase. En bas, signal extrait de DCF77, en bas l'amplitude du signal présentant des impulsions au début de chaque seconde, de durée dépendante de la valeur du bit encodé. La phase du signal est visible sur le graphique du haut.

Le signal x est échantillonné au rythme de $f_e = 192$ kHz la fréquence d'échantillonnage, donc nous définissons le temps comme $t=[0:1/f_e:(length(x)-1)/f_e]$; afin de former l'oscillateur local $l_o=\exp(j*2*\pi*f*t)$; . La transposition de fréquence s'obtient alors comme $y=x.*l_o$; qui ramène le signal de f vers 0 Hz. Le signal n'occupant que quelques centaines de Hz autour de la porteuse, il devient inutile de conserver f_e points par seconde et nous pouvons décimer le signal, non sans avoir filtré au préalable pour éviter de ramener du bruit ou des signaux parasites par repliement spectral. Le filtre passe-bas se définit avec l'outil de l'extension (*toolbox*) de traitement du signal de GNU/Octave `firls` :

2. www.gnu.org/software/octave
 3. gnuradio.org

`lpf=firls(2500,[0 30 60 fe/2]*2/fe,[1 1 0 0]);` laisse passer les composantes spectrales jusqu'à 30 Hz en fournissant dans le premier vecteur les fréquences caractéristiques du filtre (en se rappelant que la fréquence de Nyquist $f_e/2$ est égale à l'unité en traitement du signal en temps discret), et dans le second vecteur la pondération. Le nombre de coefficients du filtre, en premier argument, est de l'ordre du rapport de f_e à la largeur de transition (ici 30 Hz), soit dans notre cas 6400. Ce dernier point est important car il détermine la puissance de calcul nécessaire pour effectuer le traitement : chaque échantillon de sortie nécessite en effet de l'ordre de 6400 multiplications dans une implémentation naïve du filtre, et même en passant dans le domaine de Fourier par FFT, la puissance de calcul reste significative si une application embarquée sur microcontrôleur est visée à terme. Ayant filtré le signal par `yf=filter(lpf,1,y)`; il ne reste plus qu'à décimer pour éviter de continuer à traiter une masse de données inutilement volumineuse : `yfd=yf(1:100:end)`; pour ne garder que un point sur 100, soit une fréquence d'échantillonnage qui passe de f_e à $f_e/100 = 1920$ Hz. Enfin, l'information d'amplitude s'obtient par redressement (valeur absolue), pour donner la courbe du haut de la Fig. 3. La modulation d'amplitude y est parfaitement visible, avec une impulsion au début de chaque seconde, de durée 100 ou 200 ms selon le bit qui y est encodé.

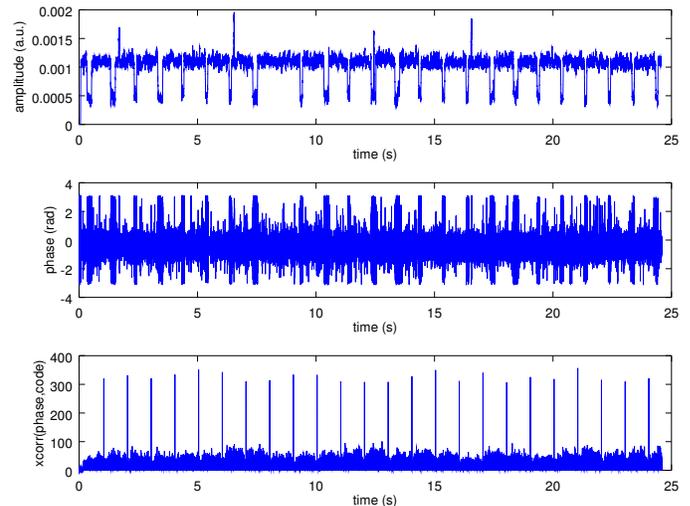


FIGURE 3. Traitement des signaux acquis par carte son pour extraire la modulation d'amplitude de DCF77, sa phase (milieu) et l'intercorrélacion de la phase avec le motif pseudo-aléatoire qui la module.

L'amplitude est donc triviale à obtenir, mais nous désirons exploiter une autre information qui a été ajoutée à la porteuse de DCF77, à savoir une modulation selon une séquence pseudo-aléatoire de la phase. Extraire une information de phase est un peu plus compliqué qu'extraire l'amplitude, car l'oscillateur doit être asservi sur la fréquence reçue pour extraire l'information de phase. En effet, tout écart entre l'oscillateur local LO et f se traduit, après transposition de fréquence, par un évolution linéaire de la phase au rythme de $2\pi \cdot (f - LO) \cdot t$ qui rend le décodage de l'information de phase complexe. Nous pouvons nous convaincre, sous GNURadio, de ce problème en jouant sur la fréquence de mélange (Fig. 4) : la phase du signal issu de Xtating FIR Filter reproduit

l'écart entre fréquence nominale et fréquence réelle du signal, qui n'a aucun raison d'être synchrone avec f . Le département temps-fréquence de FEMTO-ST a la chance d'avoir accès à la référence primaire qu'est l'horloge césium de l'observatoire de Besançon, et nous constatons effectivement qu'en asservissant LO sur cette référence, la dérive de phase est annulée : les deux horloges césium, du PTB en Allemagne et de l'observatoire de Besançon, ne présentent pas d'écart de fréquence visible sur la durée de la mesure.

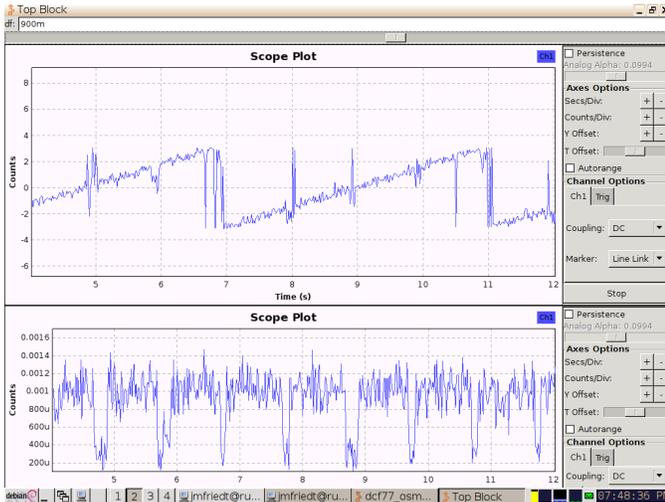


FIGURE 4. Extraction des informations de DCF77 avec un oscillateur local légèrement décalé par rapport au cas de la Fig. 2 : cette modification, observable dans l'ascenseur en haut du graphique qui définit l'écart à 77,5 kHz de l'oscillateur local, n'affecte pas la démodulation en amplitude (bas) mais change le signe de la pente de la phase (haut).

La comparaison de la datation des signaux marquant la seconde par décroissance de l'amplitude ou intercorrélations de la phase avec le code pseudo-aléatoire (Fig. 5) indique clairement le gain en résolution temporelle de la seconde méthode. En effet, l'incapacité de la modulation d'amplitude – qui n'asservit pas l'oscillateur local sur la porteuse du signal reçu mais se contente d'en extraire l'amplitude – à rejeter le bruit ambiant se traduit par l'utilisation d'un filtre étroit pour extraire le signal du bruit, filtre qui se traduit par un allongement des transitions de niveaux. Au contraire, l'augmentation de l'occupation spectrale par le code pseudo-aléatoire imprimé sur la phase se traduit par un pic d'intercorrélations fin et donc une bonne capacité de datation. [7] indique un gain d'un facteur 10 sur la précision de datation par la seconde méthode par rapport à la première, donnant ainsi accès à l'analyse de phénomènes physiques affectant la propagation de l'onde qui ne seraient que mal ou pas perçus par l'analyse grossière sur l'amplitude.

V. DÉCODAGE DE L'INFORMATION DE PHASE – COMPARAISON AVEC LE TEMPS GPS

Tout le monde n'a pas la chance d'avoir accès à une référence césium, donc comment pourrions-nous dater précisément la date d'arrivée des signaux issus de DCF77 ? Un récepteur GPS s'efforce de reproduire au sol une copie du signal cadencé par les horloges atomiques embarquées dans les satellites de la constellation GPS : ces horloges excessivement

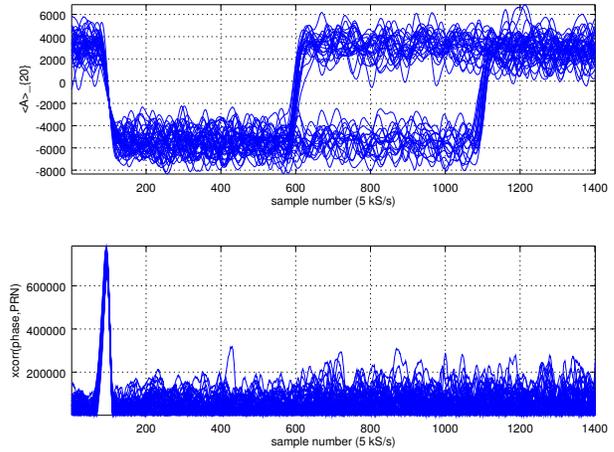


FIGURE 5. Accumulation de mesures sur l'amplitude (haut) et sur l'intercorrélations de la phase (bas).

stables (masers et horloges rubidium) fournissent une copie du temps GPS qui est proche du temps universel distribué par DCF77. Une information fournie par les récepteurs GPS est la pulsation par seconde (1 PPS) dont le front montant marque, à quelques dizaines de nanosecondes près, la seconde. Nous utilisons pour cela un récepteur U-Blox NEO-M8T (l'option T indique la version *Timing* avec 1 PPS), disponible pour moins de 80 euros chez le constructeur. L'information transmise par DCF77 fournit elle aussi la seconde : même si notre carte son présente un oscillateur médiocre qui dérive dans le temps et avec les conditions environnementales, la comparaison de DCF77 avec 1 PPS nous donnera une excellente estimation des dérives de l'un par rapport à l'autre ou, comme nous le verrons, des fluctuations du chemin de propagation (altitude de l'ionosphère).

Nous avons vu qu'en plus de la modulation d'amplitude, une modulation de phase se répète de façon pseudo-aléatoire pour maximiser l'encombrement spectral qui lui est associé et ainsi permettre de définir au mieux, par intercorrélations avec une copie locale du code, la date et donc mesurer finement les variations du temps de vol de l'onde électromagnétique. Le code pseudo-aléatoire utilisé est explicité en C sur la page Wikipedia anglophone⁴ de DCF77 qui nous fournit le point de départ pour décoder cette information. Il nous faut dans un premier temps obtenir une information de phase du signal acquis exempt de toute dérive liée à l'écart entre LO et f . L'approche que nous proposons consiste dans un premier temps en une estimation grossière par transformée de Fourier de l'écart entre f et LO. Ayant retranché cet écart, nous effectuons une mesure fine par régression linéaire sur la phase du signal obtenu, et corrigeons une seconde fois le signal de ce résidu d'écart de fréquence. Enfin, nous obtenons une mesure fine du temps de vol par intercorrélations de la phase avec la séquence pseudo-aléatoire convenablement ré-échantillonnée. En effet, la définition de la modulation de phase nous informe que chaque bit dure 120 périodes de la porteuse, ou $120/77500 = 1,54$ ms. L'encombrement spectral résultant est

4. en.wikipedia.org/wiki/DCF77#Phase_modulation accédé Janvier 2017

donc de l'ordre de 700 Hz : tandis que nous avons coupé à une trentaine de Hz auparavant pour trouver l'information d'amplitude, nous devons cette fois laisser passer bien plus de composantes spectrales du signal pour décoder la modulation de phase, avec une résolution temporelle qui sera d'autant accrue.

La Fig. 3 présente au milieu la phase, sans motif apparent si ce n'est des rapides fluctuations lors de la modulation d'amplitude, et en bas le résultat de l'intercorrrelation par le motif pseudo-aléatoire, présentant clairement les pics d'intercorrrelation toutes les secondes. Pour cet exemple, nous avons choisi de décimer le flux issu de la carte son par 59, puisque $f_e/59 = 192000/59 = 3254,24$ Hz, un débit compatible avec les 700 Hz de bande passante attendus, mais surtout proche des $77500/120 = 645,83$ Hz de changement de la phase. En effet, $3254,24/645,83 = 5,039$, suffisamment proche de 5 pour qu'un ré-échantillonnage de la séquence pseudo-aléatoire en quintuplant chaque bit permette de faire ressortir efficacement le pic d'intercorrrelation.

Ces opérations sont résumées dans la séquence d'instructions pour GNU/Octave suivantes : nous commençons par identifier l'écart de fréquence entre LO et f , en se rappelant que la FFT distribue N points dans le domaine temporel vers N points dans le domaine spectral, compris entre 0 et f_e , avec dans notre cas (signal pair) la seconde moitié du signal qui est symétrique de la première moitié. Cette fréquence résiduelle identifiée, nous la retranchons (le signal est multiplié par $\exp(j2\pi(f - l_o)t)$). Ayant retiré cet écart grossier de fréquence, une régression linéaire nous fournit le résiduel de la dérive de phase, dont la composante linéaire est l'écart de fréquence restant, et nous en profitons pour recentrer la phase : ces opérations s'obtiennent par une multiplication du signal par $\exp(j2\pi at) + \varphi_0$ avec a le coefficient linéaire et φ_0 la composante constante de la régression. Une fois une phase exploitable obtenue, nous chargeons la séquence pseudo-aléatoire pré-calculée, nous l'interpolons pour avoir autant de copies de chaque bit du code qu'il y a d'échantillons dans la phase du signal échantillonné, et l'intercorrrelation des deux termes – dont on prend toujours soin de retrancher la valeur moyenne pour avoir un niveau de base constant et proche de 0 – indique quand le motif pseudo-aléatoire se retrouve dans la phase.

```

fe=192000/59; % fe apres transposition, filtrage et decimation
[yf,xf]=max(abs(fft(x-mean(x)))); % max(FFT)=LO-f
xf=xf-length(x)-1;
df=-xf/length(x)*fe % indice de point -> Hz
lo=exp(j*2*pi*df*(filenum)*time); % transpose de xf
x=x.*lo;

xp=angle(x);
[u,v]=polyfit(time,xp,1); % regression lineaire de la phase
x=x.*exp(-j*time*u(1)-j*u(2)); % correction de la derive et du biais
xp=angle(x);

load lfsr.dat % fichier du code : 000010001100001001110010101...
np=192000/59*(120/77500); % PRN chip length (120 periods of carrier)
oldP=0;
for k=1:length(lfsr)
    P=round(k*np); % nombre d'echantillons/periode (flottant)
    if (lfsr(k)==1) longlfsr(oldP+1:P)=ones(P-oldP,1);
    else longlfsr(oldP+1:P)=zeros(P-oldP,1); % interpole le code
    end
    oldP=P;
end

```

```

yc=xcorr(xp-mean(xp),longlfsr-mean(longlfsr));
yc=yc(floor(length(yc)/2):end);

```

Ce mécanisme de mesure est extrêmement robuste au bruit : de même qu'il permet de faire remonter le signal GPS au-dessus du bruit thermique, le gain de compression nous permet ici de gagner un facteur 511 (longueur du code) en accumulant de façon cohérente le signal et en moyennant le bruit sur cette longueur de filtre.

VI. OBSERVATIONS LONG TERME DE LA STABILITÉ DE DCF77 PAR RAPPORT À GPS

Cette séquence de mesures a été engagée au mois de Septembre, mais les acquisitions ne se poursuivent en continu, au rythme d'une acquisition de 1 minute toutes les 5 minutes, que depuis le mois d'Octobre. Il est malheureusement connu que l'ionosphère n'est stable qu'en été, lorsque les rayons cosmiques issus du soleil ionisent la haute atmosphère le jour, et que l'hiver ne présente qu'un signal d'un intérêt médiocre. Néanmoins, en complément de l'observation de variations de l'altitude de l'ionosphère, cette mesure de délai entre GPS et DCF77 nous permet d'établir la stabilité de notre chaîne de transfert de temps. À partir d'une séquence $x(t)$ d'intervalles de temps entre DCF77 et GPS, nous calculons $dx(t)/d\tau$ avec $dx(t)$ la différence entre échantillons adjacents et τ l'intervalle de temps entre deux mesures. Cette grandeur, sans dimensions, alimente un calcul de variance d'Allan qui nous indique la stabilité relative de la grandeur en fonction du temps d'intégration (Fig. 6). Le résultat présenté ici est environ 1000 fois moins bon que celui fourni dans [6, Fig.8], probablement à cause du rapport signal à bruit moins bon de l'acquisition par la carte son et la référence fournie par le PPS du GPS qui n'est pas convenablement mise en forme avant acquisition.

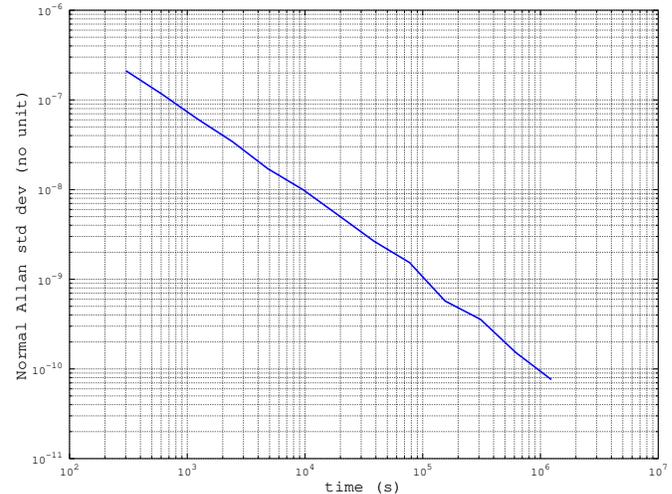


FIGURE 6. Variance d'Allan de l'intervalle de temps entre DCF77 et GPS.

Nous avons parlé initialement de mesure de variation de l'altitude de l'ionosphère. Il est connu [11], [12], [13] d'après la littérature que l'altitude de la couche ionosphérique susceptible de réfléchir les ondes électromagnétiques en deçà de 100 kHz fluctue entre 70 et 90 km, notamment entre le jour et la nuit en été. L'altitude de cette couche réfléchissante est liée à la densité d'électrons, grandeur dont la fréquence plasma dépend directement : en deçà de la fréquence plasma (mouvement collectif des particules chargées sous l'influence du

champ électrique), les particules sont mises en mouvement par le champ, et se comportent comme des sources : la fréquence plasma $f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N \cdot q_e^2}{\epsilon_0 \cdot m_e}}$ avec q_e et m_e respectivement la charge et la masse de l'électron, ϵ_0 la permittivité du vide et N la densité d'électrons, est donc donnée par une relation simple entre masse de la particule mise en mouvement et sa charge [14, sec.32-7]. Au-dessus de la fréquence plasma, l'inertie des particules interdit leur mise en mouvement par le champ électrique qui varie trop rapidement, et le milieu ionisé est transparent. Bien entendu, les ions avec leur masse bien plus grande que celle des électrons présentent des fréquences de coupure tellement basses qu'ils n'ont pas d'influence dans la propagation d'une onde à 77,5 kHz. En effet une application numérique nous indique que si $N \simeq 75$ électrons/cm³, alors $f_p \simeq 78$ kHz. Une relation simple de géométrie nous montre que pour une distance de 400 km entre émetteur et récepteur, une onde rebondissant sur l'ionosphère entre 70 et 90 km verra son parcours varier de 15 km, ou 50 μ s. Il nous faut donc être capables d'observer une variation relative de 50 μ s sur un temps de mesure de l'ordre de 5 minutes, ou une variation relative de l'ordre de 2×10^{-7} . L'analyse de la variance d'Allan indique que dès 5 minutes, la variance commence à cette valeur, et une moyenne glissante sur quelques échantillons ramènera rapidement le niveau de bruit suffisamment bas pour que nous puissions observer de telles valeurs. En effet, les observations en fin d'été montrent clairement la stabilité du signal de jour et ses fluctuations pendant la nuit (Fig. 7).

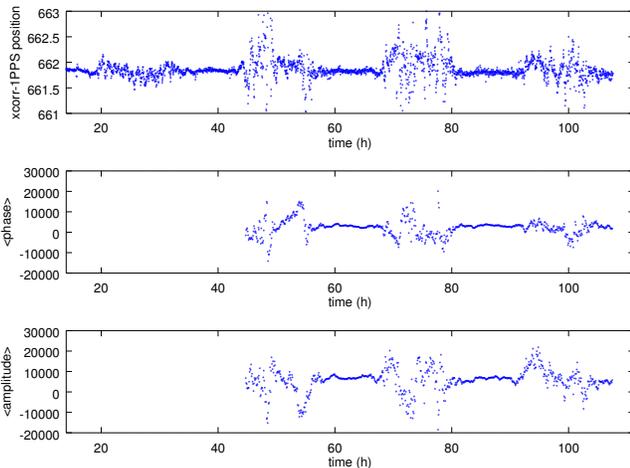


FIGURE 7. Mesure du retard entre le 1 PPS du GPS et le pic d'intercorrélation de DCF77 en fonction du temps, au cours de quelques journées. La courbe du haut est acquise avec une carte son de PC, les deux courbes du bas sont issues d'une mesure à l'oscilloscope d'un détecteur synchrone dont le signal de référence est issu d'un synthétiseur de fréquence asservi sur une horloge césium.

VII. CONCLUSION

Nous avons été capables, uniquement avec une carte son, une antenne sous forme de solénoïde convenablement accordée en fréquence, et un circuit d'adaptation d'impédance, de traiter le signal émis par DCF77 afin d'obtenir une datation du temps de vol, en prenant GPS comme référence, suffisante pour observer les fluctuations diurnes/nocturnes de l'altitude de l'ionosphère. Ce faisant, nous avons compris les diverses méthodes de démodulation (amplitude et phase), la recherche

d'un motif pseudo-aléatoire par intercorrélation, observé le gain en précision de temps de vol associé à l'étalement du spectre, et ce uniquement par traitement logiciel du signal numérisé. L'extension aux autres signaux dans la bande très basse fréquence (VLF) n'est alors qu'une question d'ajustement de la fréquence de résonance de l'antenne pour recevoir le signal recherché. L'espace manque pour préciser que ces expériences ont aussi été menées avec succès avec les récepteurs de télévision numérique terrestre basés sur le convertisseur analogique-numérique RTL2832U. Dans ce cas, l'étage de transposition de fréquence (R820T, E4000 ou équivalents) est déconnecté des entrées I et Q du RTL2832U afin de permettre l'enregistrement à 2 Méchantillons/s de DCF77 sur une voie, et du 1 PPS GPS sur l'autre voie. Malgré la résolution médiocre de ce convertisseur analogique qui ne fournit que 8 bits, le signal est parfaitement exploitable.

VIII. REMERCIEMENTS

F. Vernotte (Observatoire de Besançon) a indiqué la séquence de traitements pour exploiter l'information temporelle dans une variance d'Allan. F. Lardet-Vieudrin (FEMTO-ST) a fourni les composants pour l'adaptation d'impédance de l'antenne et l'analyse de son comportement à l'anti-résonance. Les Programmes des Investissements d'Avenir (PIA) First-TF et OscillateurIMP soutiennent les activités de promotion des domaines liés au temps-fréquence. Les références bibliographiques qui ne sont pas librement disponibles sur internet ont été obtenues sur Library Genesis à gen.lib.rus.ec, une ressource incontournable pour nos activités de recherche et d'enseignement.

RÉFÉRENCES

- [1] D. Sobel, *Longitude : The True Story of a Lone Genius Who Solved the Greatest Scientific Problem of His Time* (1995)
- [2] C. Audoin & B. Guinot, *The measurement of time : time, frequency and the atomic clock*, Cambridge University Press (2001)
- [3] J.-M. Friedt, G. Cabodevila, *Exploitation de signaux des satellites GPS reçus par récepteur de télévision numérique terrestre DVB-T*, OpenSilicium **15**, Juillet-Sept. 2015
- [4] *Reports of the CCIR – Annex to vol2 : Standard frequencies and time signals* (1990)
- [5] A. Bauch & al., *Time and Frequency Dissemination with DCF77 : From 1959 to 2009 and beyond*, PTB Mitteilungen – Special Issue 50 years of time dissemination with DCF77 **119** (3), 2009
- [6] D. Piester, A. Bauch & al., *Time and Frequency Broadcast With DCF77*, Proc. 43rd PTTI Systems and Applications Meeting (2012)
- [7] P. Hetzel, *Time dissemination via the LF transmitter DCF77 using a pseudo-random phase-shift keying of the carrier*, 2nd EFTF (1988), disponible à ftp://ftp.ptb.de/pub/time/DCF77Lit/Hetzel_DCFBPSK_1988_EFTF_.pdf
- [8] H. A. Wheeler, *Fundamental limitations of small antennas*, Proc. IRE **35**, pp.1479–1484 (1947)
- [9] C. Pfeiffer, *Fundamental Efficiency Limits for Small Metallic Antennas*, accepté IEEE Trans. on Antennas and Propagation (2016), disponible à https://arxiv.org/abs/1612.07317
- [10] J.-M. Friedt, G. Goavec-Mérou, *La réception radiofréquence définie par logiciel (Software Defined Radio – SDR)*, GNU/Linux Magazine France **153** (Octobre 2012), pp.4-33
- [11] W.T. Blackband, *Propagation of Radio Waves at Frequencies below 300 kc/s* (1964)
- [12] K. Davies, *Ionospheric Radio*, IET (1990)
- [13] P. Dolea & al., *In-situ Measurements Regarding LF Radio Wave Propagation using DCF77 Time Signal Transmitter*, TELSIKS 2013
- [14] R.P. Feynman, R.B. Leighton & M. Sands, *Feynman Lectures on Physics, Vol. 2*, Addison & Wesley (1964)