

ARCHITECTURE ELECTRONIQUE DU RECEPTEUR DISTAM

Sommaire

CAHIER DES CHARGES	1
ARCHITECTURE ENTIEREMENT NUMERIQUE ou presque.....	2
ARCHITECTURE MIXTE.....	4
ARCHITECTURE ADOPTEE.....	4

CAHIER DES CHARGES

On a opté pour un récepteur en un seul boîtier sans éléments déportés.

Le récepteur contient donc tous les éléments à savoir :

- Une bobine réceptrice, constituée d'une ferrite bobinée.
- Un accéléromètre pour mesurer l'inclinaison du récepteur et donc in fine celle du champ magnétique
- Un magnétomètre pour mesurer la direction du récepteur et donc in fine celle du champ magnétique.
- Une carte électronique
- Deux mini accumulateurs Li-po
- Tous les boutons de commande pour l'opérateur
- Un 'afficheur alphanumérique

Comme expliqué sur le document « principe théorique » , il s'agit pour le récepteur de déterminer , la direction, l'inclinaison et l'amplitude du champ magnétique.

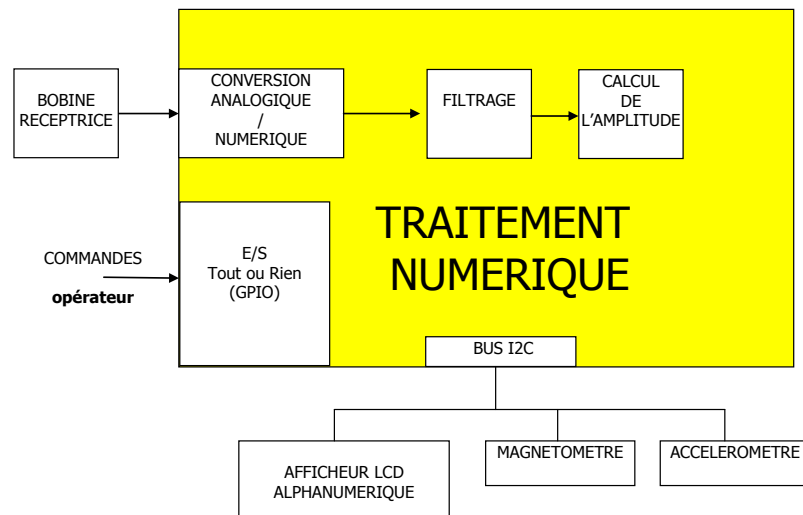
Pour cela l'opérateur, orientera dans un plan horizontal l'appareil jusqu'à avoir le signal maximal, il aura alors la direction du champ. Puis en gardant cette direction, il inclinera l'appareil jusqu'à avoir le signal maximal, il aura alors l'inclinaison du champ magnétique. Il lancera alors les calculs qui provoqueront l'affichage des données topographiques à l'émetteur, à savoir la direction, la pente et la distance.

La description précise de la méthode de mesure est décrite dans le « mode d'emploi du DISTAM ».

On désire pouvoir mesurer des distances de 3m à 100m.

Nous allons exposer 3 architectures possibles, la dernière étant celle qui a été adoptée.

ARCHITECTURE ENTIEREMENT NUMERIQUE ou presque



La bobine réceptrice accordée attaque directement un convertisseur analogique/numérique qui numérise le signal.

Un filtrage est nécessaire car bien souvent le signal est entaché de parasites.

- En ville ces parasites sont dus aux installations électriques domestiques et industrielles
- En campagne aux lignes hautes et très hautes tensions.

Un premier filtrage s'effectue au niveau de la bobine réceptrice accordée à la fréquence du signal avec un condensateur. Ce filtrage n'est malheureusement souvent pas suffisant.

Il faut donc le renforcer par un filtrage sélectif supplémentaire.

Il faut ensuite extraire l'amplitude du signal afin d'effectuer les calculs de pente et de distance en tenant compte de la mesure d'inclinaison effectuée par l'accéléromètre.

Le convertisseur est dans ce cas un élément clé, on se propose de déterminer sa résolution afin d'évaluer la faisabilité de cette architecture:

Pour cela, il faut déterminer la plage de mesure de tension du convertisseur.

La plage de mesure de la distance est de 3m à 100m soit un rapport $100/3=33,3$.

Dans l'air l'amplitude du champ magnétique produit par la bobine émettrice décroît comme l'inverse du cube de la distance, le rapport des amplitudes du champ magnétique entre 3m et 100m sera de $(100/3)^3=37037$!!

Dans le calcaire à la fréquence de travail de 3200Hz, l'atténuation sera à peine plus importante que dans l'air.

Si donc par exemple la bobine détectrice délivre une amplitude de 4V à 3m, à 100m elle sera de $4:37037=100\mu\text{V}$ environ !

Pour mesurer une amplitude donnée avec une précision d'environ 1%, le convertisseur doit pouvoir mesurer une tension à **1 μV près**.

Le quantum (ou résolution) du convertisseur sera donc de 1 μV avec une pleine échelle à 4V.

On peut en déduire le nombre de bits du convertisseur ;

Sur la pleine échelle on aura $4\text{V}/1\mu\text{V} = 4$ millions de quantum.

Il faut donc au moins 22 bits puisque $2^{22}=4,2$ millions.

Au niveau de la fréquence d'échantillonnage, la théorie nous dit qu'elle doit être au minimum du double de la fréquence du signal soit de 6,4kHz.

Il faut donc un convertisseur **performant** : **N=22bits** $f_{\text{échantillonnage}} > 6,24\text{kHz}$,

Si on veut utiliser des convertisseurs qui sont directement intégrés dans les microcontrôleurs, il faut passer en 14, 12 , voir 10 bits.

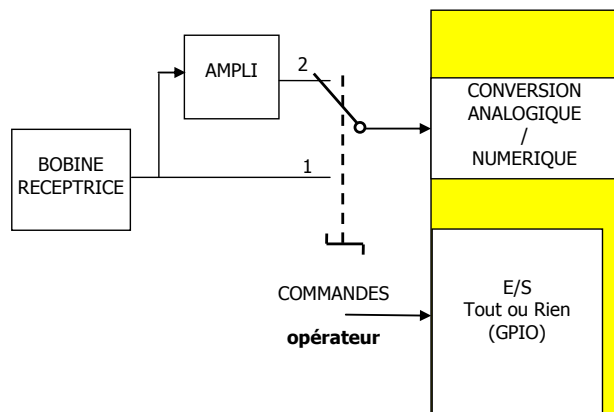
Ceci est possible en fractionnant la plage de mesure en plusieurs plages comme sur un multimètre, ce qui équivaut à faire autant calibres.

Plus on mettra de calibres plus le nombre de bits nécessaires du convertisseur sera faible:

Ci-contre un exemple avec 2 calibres

si on dispose d'un convertisseur 14bits et de pleine échelle 4V, son quantum sera de $(4V/2^{14})=244\mu V$

- Sur la position 1, la plage sera donc de 244 μ V à 4V.
- Sur la position 2, avec une amplification de 225 la plage sera de 1,1 μ V à 18mV.



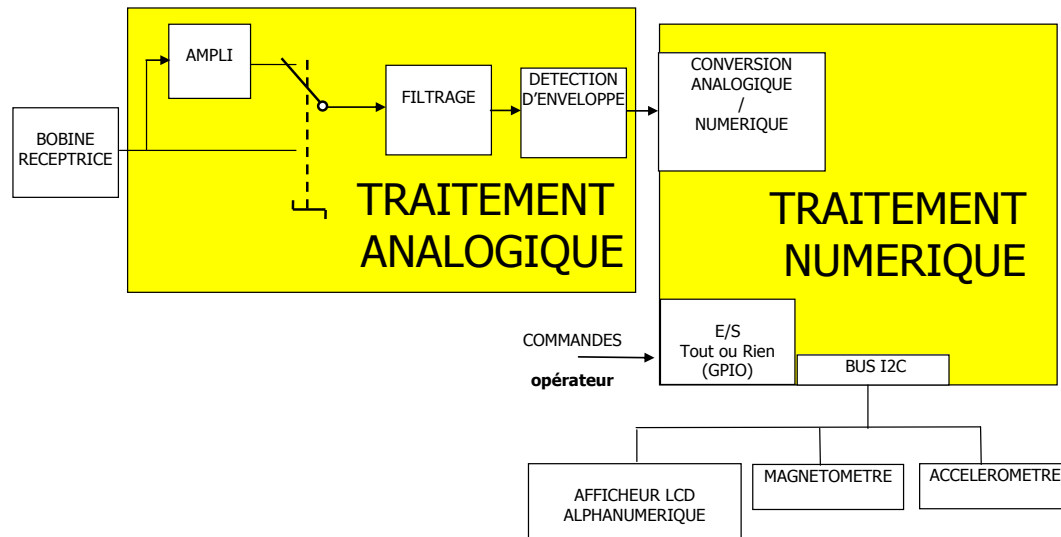
Il faudra que l'étage amplificateur soit à très faible bruit.

On a donc 2 calibres avec recouvrement on pourra laisser à l'opérateur le choix du calibre manuellement ou bien automatiquement par le système via des micro relais.

Cette solution est la plus simple au niveau hardware, on pourra par exemple utiliser un microcontrôleur de type STM32 qui dispose en son sein d'un convertisseur 14 bits et même d'instructions DSP pour le traitement du signal.

Mes connaissances en software encore insuffisantes en traitement numérique du signal m'ont conduit à abandonner cette architecture.

ARCHITECTURE MIXTE



Dans cette partie le filtrage sera effectué de façon analogique, il sera suivi d'un détecteur d'enveloppe (ou détecteur crête) qui permettra au convertisseur la mesure de l'amplitude, du coup sa fréquence d'échantillonnage pourra être beaucoup plus faible.

En effet, à la sortie du détecteur d'enveloppe on a un signal rectangulaire de durée 150ms toutes les secondes. Cela laisse le temps au convertisseur d'effectuer l'acquisition. Avec un temps d'acquisition de 1ms on pourra même effectuer une centaine d'acquisition et d'en faire la moyenne pour avoir une bonne précision.

Le microcontrôleur n'aura plus à gérer les tâches de calcul de l'amplitude ni de filtrage, on pourra utiliser un STM32 seul ou bien le populaire Atmega328 qui équipe les cartes Arduino. Dans ce cas il faudra lui adjoindre un convertisseur analogique numérique 14 bits puisque le celui de l'Atmega328 ne fait que 10bits.

ARCHITECTURE ADOPTEE

Pour le traitement numérique, j'ai choisi d'utiliser une carte « Arduino pro mini » à base de ATmega328, et de mettre en œuvre le convertisseur intégré 10 bits interne au microcontrôleur.

La résolution de ce convertisseur avec 4V de pleine échelle est de $(4V/2^{10})=4mV$ environ. On rappelle qu'on désire mesurer à 100m de distance une tension de $100\mu V$.

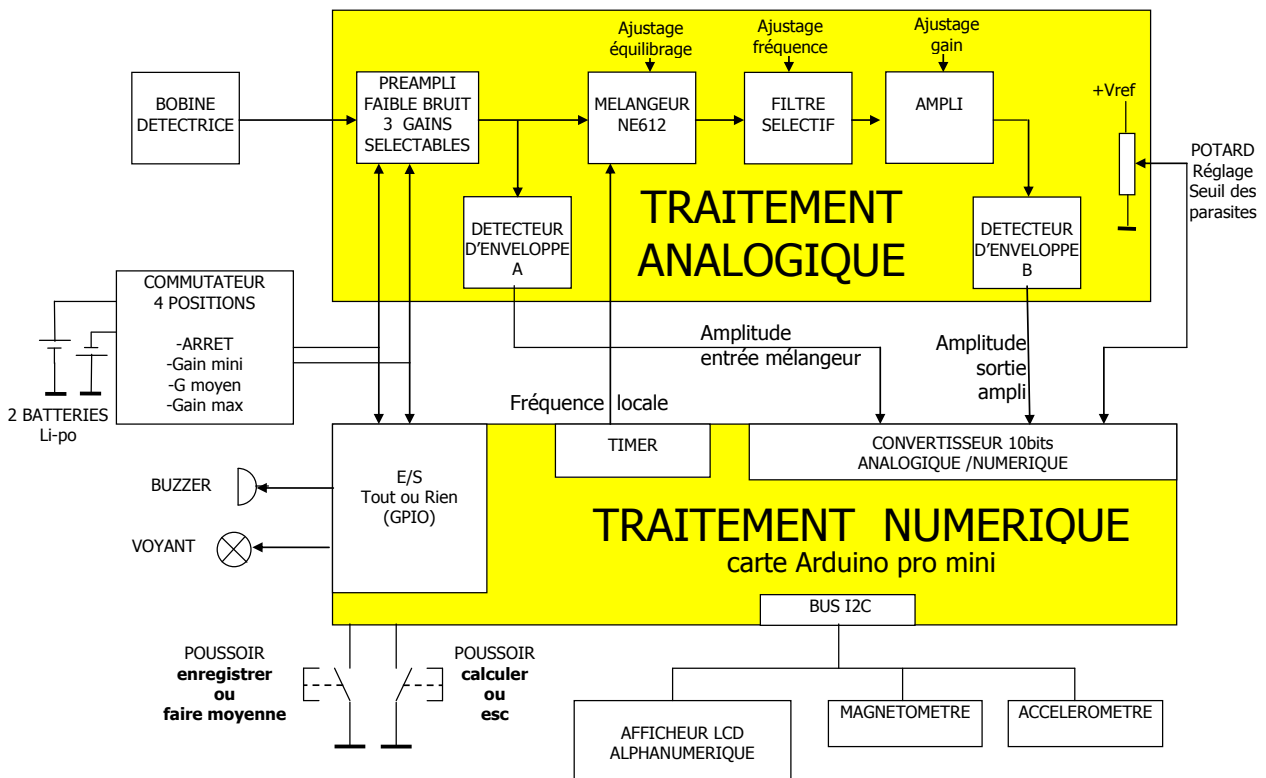
Si à 100m, on souhaite une précision de 1m, soit 1%, on pourra se contenter d'une précision de 3% sur la mesure de l'amplitude. Ceci du fait que l'amplitude du champ magnétique décroît de façon inversement proportionnelle au cube de la distance.

Avec une amplification de 2000, on aura donc une résolution sur la mesure de $(4mV/2000)=2\mu V$ soit 2% de précision sur l'amplitude, c'est-à-dire moins de $(2/3)=0,66\%$ sur la distance, ce qui est satisfaisant.

Lors des essais, j'ai constaté que pour des amplifications supérieures à 500, il se produisait un phénomène d'accrochage entre la carte et la bobine réceptrice qui sont dans la même boîtier. Les courants du signal amplifiés dans la carte produisent, en circulant dans les pistes, des champs magnétiques qui sont re-captés par la bobine, puis ré-amplifié etc. Le système se met à osciller et ne fonctionne plus, c'est l'accrochage.

Pour éviter ce phénomène, il faudrait loger la carte dans un boîtier métallique à relier à la terre. La mise à la terre étant compliquée avec un appareil mobile, cette solution a été abandonnée.

Une autre solution consiste à changer la fréquence du signal, vers une fréquence non captée par la bobine réceptrice. On pourra alors amplifier fortement le signal sans risque d'accrochage. C'est la solution qui a été choisie.



L'étage d'entrée permet d'obtenir les plages de mesure en sélectionnant une atténuation pour les courtes distances, une liaison directe pour les distances moyennes et une petite amplification pour les longues distances.

Le changement de fréquence s'obtient avec un circuit mélangeur NE612 qui effectue le produit du signal reçu à 3200Hz avec un signal de fréquence fixe de 59200Hz délivré par le Timer du microcontrôleur de la partie numérique.

A la sortie du mélangeur on retrouve 2 composantes une à $59,2 - 3,2 = 56\text{kHz}$ et la seconde à $59,2 + 3,2 = 62,4\text{kHz}$. Seule la composante à 56kHz est sélectionnée et amplifiée par le filtre sélectif d'ordre 4 de bande passante 400Hz.

L'étage ampli suivant qui complète l'amplification du signal avant d'en détecter l'enveloppe pour permettre au convertisseur d'en mesurer l'amplitude.

On a choisi de garder un changement de calibre manuel et on a du rajouter le détecteur d'enveloppe A à l'entrée du mélangeur, en effet pour garantir une transmittance linéaire de celui-ci, l'amplitude de son signal d'entrée ne doit pas excéder 50mV.

Si tel est le cas, le microcontrôleur indiquera alors à l'opérateur de passer au gain inférieur. Le seuil de détection des impulsions doit se trouver juste au dessus du niveau des parasites. Hors celui-ci est fonction du lieu. Un réglage préliminaire de ce seuil devra être effectué une fois pour toute par l'opérateur, avant de commencer toute mesure.