

# QUARTZ IMPEDANCE MEASUREMENT

*Matthieu Pélissier, Audrey Denis, Elie Donadio*

Parcours Spéciaux

*Requested by and submitted to*

H. Sabbah

*The piezoelectric properties of a quartz crystal allow for practical applications as a clock source. In this project we aim to characterize such a crystal, to determine if its behaviour can be reproduced by conventional electronic components (as described by the Van Dyke model), and to implement a 1Hz clock source using the crystal we analysed.*

*During the course of this project, we successfully implemented a 1Hz clock source with reasonable drift. However, we proved that implementing such a clock source with only conventional electronic components is not suitable.*

# I. Table of content

|      |  |    |
|------|--|----|
| I.   | Table of content .....                                     | 3  |
| II.  | Introduction: project overview .....                       | 4  |
| III. | Theoretical fundamentals.....                              | 4  |
| A.   | The piezoelectric effect.....                              | 4  |
| B.   | Modelling the quartz crystal: the Van Dyke model.....      | 6  |
| C.   | Precise frequency measurement: the lock-in amplifier ..... | 7  |
| IV.  | Analysis .....   | 9  |
| A.   | Quartz impedance measurement.....                          | 9  |
| B.   | Realization of a 1Hz clock .....                           | 11 |
| V.   | Conclusion .....   | 14 |
| VI.  | References .....   | 15 |
| VII. | Appendix.....  | 16 |
| A.   | Plan de développement.....                                 | 16 |
| B.   | Tableau de bord .....                                      | 18 |
| C.   | Risques .....  | 19 |
| D.   | Spécification.....   | 21 |
| I.   | Effet piézoélectrique .....                                | 21 |
| II.  | Etude de l'impédance du quartz.....                        | 21 |
| III. | Test du modèle de Van Dyke.....                            | 21 |
| IV.  | Fabrication d'une montre à quartz / oscillateur .....      | 22 |
| E.   | Conception.....  | 24 |
| F.   | Plan de tests.....   | 25 |
| G.   | Développement/réalisation .....                            | 27 |
| H.   | Fiches techniques des composants utilisés .....            | 29 |
| I.   | Calcul théorique utile .....                               | 33 |

## II. Introduction: project overview

A quartz tuning fork is a device commonly used in oscillators for electronic systems. When used in conjunction with capacitors, a resonating state can be achieved, with a high stability factor suited to build stable and precise clocks.

In this study we assume the quartz can be modeled by the Van Dyke model. We will measure the impedance of a quartz crystal to ensure the model is close to the reality and determine if it can be realized with conventional components such as capacitors, coils and resistors. We will then build a 1Hz clock using a quartz oscillator and characterize its precision.

## III. Theoretical fundamentals

### A. The piezoelectric effect

#### 1. *An intuitive approach*

The piezoelectrical effect is a phenomenon emerging from the molecular structure of various crystalline materials, including quartz, ceramics and semiconductors among others. Its physical manifestation is the apparition of an electrical dipolar moment in a sample in response to a mechanical stress. The process being reversible, applying an electrical potential to such a sample will result in its deformation.

The origin of this phenomenon can be understood by analysing the crystalline structure of piezoelectric materials. At rest, each unit cell is neutral since the centre of charge for the positively and negatively charged ions is the same. But when under mechanical stress, the cell deforms, and the two centres of charge are no longer mingled. The cell is polarized, which results at the macroscopic scale in the apparition of an electric potential at the surface of the sample.

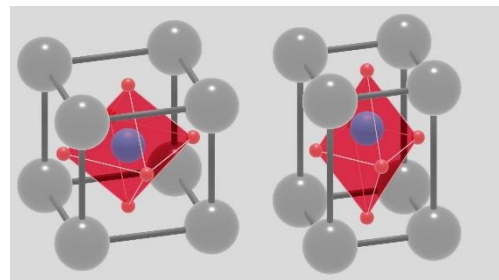


Figure 1 : Emergence of a dipolar moment by deformation of a  $\text{PbTiO}_3$  lattice

Conversely, by applying a potential difference to the sample, the charged ions are attracted in opposite directions, and the lattice deforms in the same fashion.

#### 2. *Modelling piezoelectricity*

What we call piezoelectricity can be understood as the derivative of the dielectric polarisation  $P$  of a crystal with respect to an external stress  $T$ :

$$d_{ijk} = \frac{\partial P_i}{\partial T_{jk}} \quad (1)$$

where  $T_{jk}$  is an element of the deformation matrix representing the stress applied to the crystal, and  $P_i$  is an element of the polarisation vector.

The macroscopic dielectric polarization equals the density of the microscopic dipole moments  $\mu_B$  associated with each molecular bond in the crystal. To calculate the displacement at a macroscopic scale we need to sum the displacement introduced by all the bonds in the crystal B, times  $N$  the number of cells in the crystal. If we consider  $G_{B,ii'}$  the transformation coefficients between the crystal coordinates system and the local coordinates of the molecular bond, we get:

$$d_{ijk} = N \sum_B \sum_{i'} \sum_{j'} \sum_{k'} G_{B,ii'} G_{B,jj'} G_{B,kk'} \frac{\partial \mu_{B,i}}{\partial T_{jk}} \quad (2)$$

We can make two observations:

- To determine the piezoelectrical effect in a crystal, we need to know the transform elements  $G$  which can be deduced from the structure of the crystal, and the polarisation coefficients  $\mu$ , which can also be deduced from the structural properties of the crystal, although needing further simplification of the model.
- The physical deformation of the crystal is proportional to its polarization, for a small deformation (the transformation coefficients are considered constant)

### 3. A piezoelectric oscillator: the quartz tuning fork



One of the applications of the piezoelectrical effect is the fabrication of oscillators, used to generate clock signals in electronics and watches. One of the most common models is the tuning fork. The oscillating tuning fork shaped crystal is subjected to positive feedback which contributes to maintaining the oscillation.

We can describe such a system as follows: two prongs of mass  $m_1$  and  $m_2$  are connected to a common base of mass  $m_b$  by springs. Either the base of one of the prongs can be fixed, which is theoretically modelled by setting  $m_2$  or  $m_b$  to infinity. Applying a voltage to the system induces a force  $F = E_0 e^{i\omega t}$  on the prongs, which in turn generates a current  $I_m$  by piezoelectrical effect.

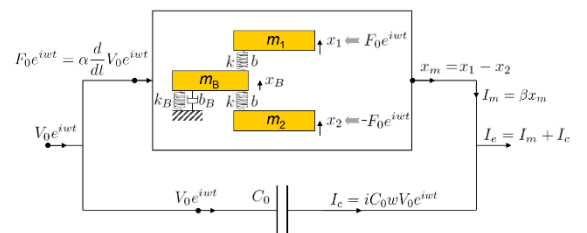


Figure 2: Theoretical model of a tuning fork quartz oscillator

$I_c$  the stray capacitance current present in the schema is caused by the structure of the device. It will be considered later in the Van Dyke model, by introducing the equivalent capacitance  $C_0$ .

Since for small deformations, the induced polarization in piezoelectric materials is linear, we can write  $I_m = \beta x_m = \beta(x_1 - x_2)$ , where  $x_1$  and  $x_2$  are the geometrical displacement of the prongs, and  $\beta$  is a constant determined by calibration. If  $m_1 \approx m_2$ , we can expect an antisymmetric motion of the prongs, and the immobility of the base. Solving the motion of such a system is outside the scope of this document, but we can observe that the system is characterized by a linear variation of the output current with respect to the input frequency, and a resonance and antiresonance mode at fixed frequencies.

In practice, we need crystal oscillator to have a determined resonant frequency (32768Hz or  $2^{15}$  for a watch, and various frequencies for clock signals in electronics). Thus, a tuning process is necessary during the manufacture. Gold is deposited on top of the prongs to dampen the vibrations, or the prongs can be shortened or thinned by mechanical means. Either way, this allows for very precise devices, with a very high quality factor (bandwidth of the resonant zone) and high precision (down to 10ppm or less for typical commercial products).

## B. Modelling the quartz crystal: the Van Dyke model

The behaviour of the quartz crystal in a clock can be modeled by a circuit using only standard components. This is the Van Dyke model. It includes a resistor, two capacities and a coil.

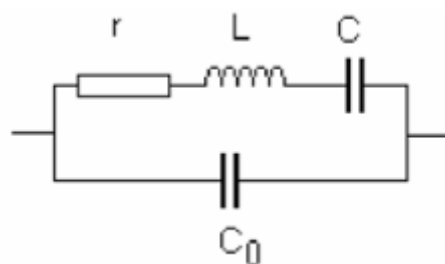


Figure 3: The Van Dyke model

The impedance formula of the Van Dyke model is<sup>1</sup>:

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\frac{r^2}{\left(r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2\right)^2} + \left(\omega C_0 - \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}\right)^2}} \quad (3)$$

We will characterize the impedance in a real quartz to determine if this model is an acceptable approximation<sup>2</sup>.

Depending on the frequency, a Van Dyke system can display either a capacitive or an inductive behaviour. When the input signal frequency is respectively far from or around the resonant frequency of the system.

This aspect of the Van Dyke model is the same as the quartz behaviour and shows the filter aspect of the quartz. Indeed, the quartz allows only frequency around its resonant frequency to pass. This characteristic of the quartz is the one that is useful to create a clock.

### C. Precise frequency measurement: the lock-in amplifier

The lock-in is an instrument for measuring the characteristics of a periodic signal of known frequency when it is drowned in significant noise (sometimes several thousand times stronger than the signal to be observed). This instrument uses a technique called heterodyne detection to isolate desired frequencies from noise. Its front panel looks like this:

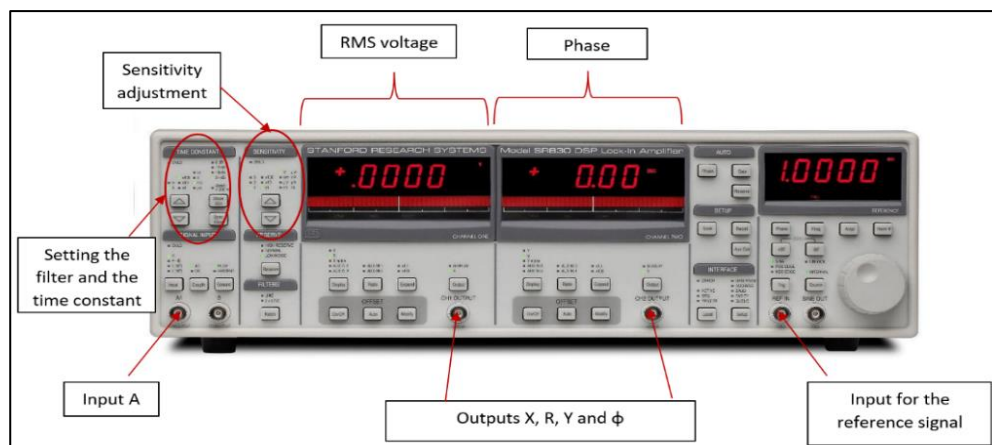


Figure 4: Front panel of the Lock-in Amplifier

<sup>1</sup> Cf appendix A

<sup>2</sup> Cf IV.A

In order to carry out a measurement, the lock-in requires an external reference source, of the same frequency as the input signal. This source is used to generate a sinusoidal signal of the same frequency as the reference signal, and of fixed amplitude (typically RMS value  $V_{ref} = 1V$ ), after passing through the PLL block.

$$X_{ref} = \sqrt{2} V_{ref} \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (4)$$

This reference signal is phase shifted by an arbitrary value  $\phi_{ref}$ , then multiplied by the input signal, a combination of sinusoids of phase  $\phi_A$ , RMS value  $V_a$  and of any frequency.

In the general case, the product of two sinusoidal waves is expressed as:

$$V_1 = 2 V_A V_{ref} \sin(\omega_A t + \phi_A) \sin(\omega_B t + \phi_{ref}) \quad (5)$$

However, if we specify  $\omega_A = \omega_B = \omega_0$ , we can simplify this expression:

$$V_1 = 2 V_A V_{ref} \cos(\phi_A - \phi_{ref}) + f(2\omega_0) \quad (6)$$

In order to get rid of the dependence in amplitude on the relative phase of the waves, we generate a second sine wave  $Y_{ref}$  identical to the first, whose phase has been shifted by  $\phi_{ref} + 90^\circ$ . By multiplying the input signal with this new reference signal, we obtain a new signal:

$$V_2 = 2 V_A V_{ref} \sin(\phi_A - \phi_{ref}) + f(2\omega_0) \quad (7)$$

Composed of a time constant term and a sinusoidal term of double frequency. It is then possible, using a low-pass filter, to isolate the constant part to measure its amplitude. Thus, once the term in  $2\omega_0$  filtered, we obtain two signals:

$$X_{out} = V_A V_{ref} \cos(\phi_A - \phi_{ref}) \quad (8.1)$$

and

$$Y_{out} = -V_A V_{ref} \sin(\phi_A - \phi_{ref}) \quad (8.2)$$

Finally, by considering these two amplitudes, after passing through an identical low-pass filter, as the coordinates of the phase vector of the signal, we can deduce the true amplitude independent of time. Using  $V_{ref} = 1V$  we obtain:

$$V_f = \sqrt{X_{out}^2 + Y_{out}^2} = V_A \quad (9)$$

We can also measure the phase of the signal relative to the reference source:

$$\phi_A - \phi_{ref} = -\arctan\left(\frac{Y_{out}}{X_{out}}\right) \quad (10)$$



The low-pass filter used to isolate the constant component of the signal generated by the lock-in is parametrized by its time constant:

$$T = \frac{1}{2\pi f} \quad (11)$$

where  $f$  is the  $-3dB$  frequency of the filter. A larger time constant provides better isolation of the DC component by the filter. The disadvantage of having a large time constant is that the characteristic time of stabilization of the filter will be longer, slowing down the measurement, and making it impossible to characterize signals whose characteristic time is less than  $T$ .

The signal analyzed by the lock-in consists of a signal to be measured embedded in noise. In order to be analyzed, the signal as a whole must be amplified. However, if the noise is several orders of magnitude larger than the signal to be measured, uniform amplification could lead to a low maximum amplification tolerable by the lock-in measurement component. To remedy this problem, first of all the gain is not uniformly distributed over the entire frequency spectrum of the signal through the low-pass filter, resulting in a larger dynamic reserve away from the frequency to be measured. The dynamic reserve around the measured frequency is conditioned by the maximum noise amplitude beyond which the measurement results will not be altered up to a maximum percentage. In general, a digital lock-in has a greater dynamic reserve than an analog lock-in.

## IV. Analysis

### A. Quartz impedance measurement

We want to measure the impedance of quartz over a large range of frequency. By placing the quartz in the following circuit, containing an operational amplifier to facilitate the measurements, we obtain  $Z = \frac{U}{I} = -\frac{U_e R_m}{U_s}$ .

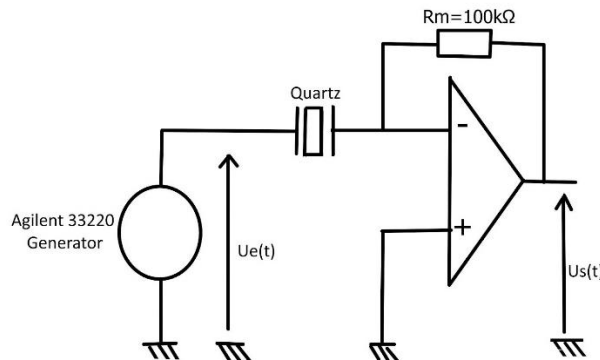
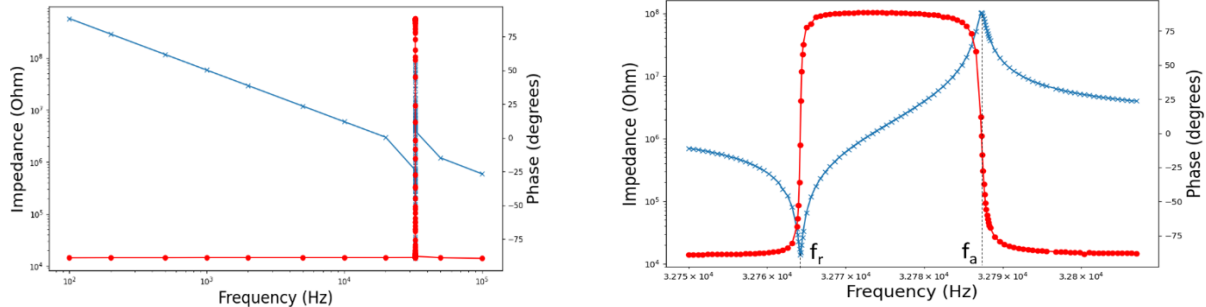


Figure 5: Quartz impedance measurement circuit

As the noise to amplitude ratio is rather high, we make use of the lock-in presented in the previous part. We also determine the evolution of the phase depending on the frequency.



**Figure 6:** Experimental results of the quartz impedance measurement, away from and around the resonant frequency (red: phase, blue: impedance)

Without paying particular attention around  $2^{15}$ Hz, the phase shift remains stable at  $-90^\circ$  on all frequencies, while we obtain a logarithmic decrease in impedance. This behaviour is similar to that of a capacitor. Drawing a parallel to the Van-Dyke model, the coefficient of this line is proportional to  $C_0$ . For a capacitor, the impedance is equal to  $Z = \frac{1}{jC\omega}$ , thus we can get the value of  $C_0 = \frac{1}{2\pi(Z_1 - Z_2)} \frac{1}{f_1 f_2}$  with taking different values of  $f_1$  and  $f_2$  (less than 30kHz). We obtain  $C_0 = 2,86$ pF.

The behaviour of the quartz is by design different around its resonant frequency  $f_r$ . We define  $f_r$  the frequency for which the impedance is minimal and  $f_a$  the antiresonance frequency where the impedance is maximal. We can also obtain them experimentally when the phase nullified. We obtain experimentally  $f_r = 32764,2$ Hz and  $f_a = 32787,3$ Hz.

Back to the van dyke model, using its impedance formula, we determine the theoretical local minimum and maximum of  $Z$  as:

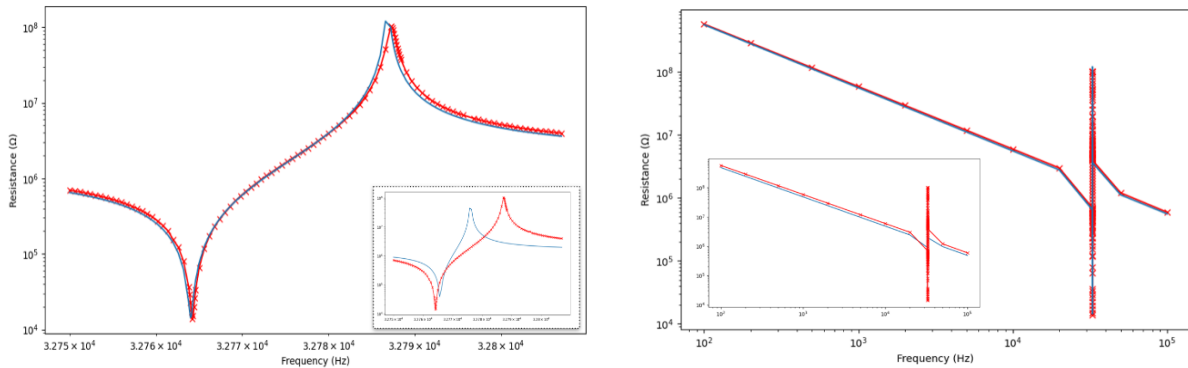
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ and } f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}.$$

$$\text{Thus } C = C_0 \left[ \left( \frac{f_a}{f_r} \right)^2 - 1 \right] \text{ and } L = \frac{1}{4\pi^2 C_0 (f_a^2 - f_r^2)}$$

Moreover, between these two frequencies, the behaviour of the quartz is inductive, while it can be assimilated to the resistance  $r$  at  $f_r$ . Therefore, with the data obtained experimentally, we obtain:

$$C = 3,985 \text{ fF}; L = 5,9213 \text{ kH}; r = 14100 \Omega$$

Thus, we can match the Van-Dyke model with the experimental results, fitting the values as well as possible, using the formula of  $Z_{VD}$ :



**Figure 7:** Superposition of the experimental results (red) with the theoretical results of the van-Dyke model by adjusting the values of  $C$ ,  $C_0$ ,  $L$  and  $r$  (blue). The small graphs represent the curves obtained from the data provided by Jean-Baptiste Desmoulins<sup>[1]</sup>.

In theory, using a circuit composed of  $L$ ,  $C$ ,  $C_0$ , and  $r$  with the correct values, we can obtain a behaviour close to that of a quartz. However, it would be unrealistic to attempt it in the real world. Indeed, we can theoretically calculate the size that a coil with  $L = 5.9213$  kH, using the following formula<sup>[2]</sup>:

$$L = \frac{\mu_0 N^2 S}{l} \quad (12)$$

with  $N$  the number of spirals,  $l$  length of the coil and  $S$  the coil's section.

Assuming that we want a coil of length 15cm, formed of 5000 spirals, it would require a section  $S = 28m^2$ . As it appears, fitting this in a watch could be problematic.

## B. Realization of a 1Hz clock

### 1. *Establishment of the stable regime at the resonant frequency*

We want to realise a clock that counts the seconds at a frequency of one hertz. As was stated before, the quartz's resonant frequency is 32764,2 Hz. We can make use of this property to realise a stable feedback loop around this frequency, and then process it to get the desired frequency. Also, it's worth noting that this frequency was chosen partially because it's the first power of two outside the hearing range of humans. The first quartz watches, with a lower frequency quartz, would emit a slight buzzing sound much like a regular tuning fork would make.

To establish a stable regime at the resonant frequency we need to create an oscillator. The quartz with his filter aspect will be used combine to an amplifier to amplify the signal emits by the quartz.

To make this oscillator we need two resistors, two capacities, the quartz and a NAND gate. We will use this circuit:

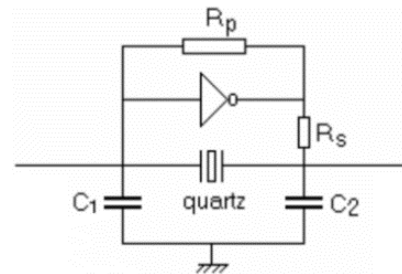
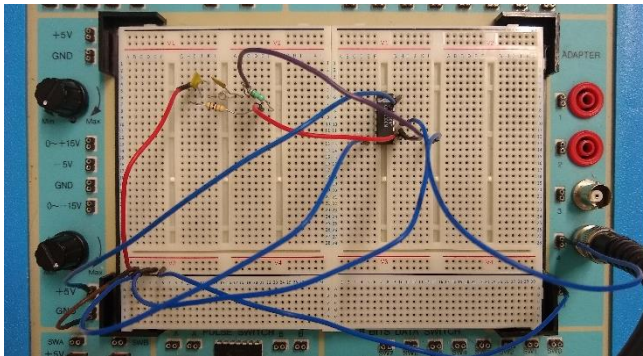


Figure 8: Experimental circuit of the oscillator

In this loop the signal enters in the quartz and the quartz emit a sinusoidal signal at its resonant frequency. This signal will be amplified by the Nand door. At the output of the NAND gate, the emit signal is a square signal with the same frequency as the quartz's resonant frequency. Then it goes through de  $R_s$  resistor and then again to the quartz. The two capacities are there to stabilize the circuit, and the  $R_p$  resistor biases the NAND gate.

If we measure the signal at the end with an oscilloscope, we obtain a square signal at the frequency of 32757 Hz that is practically the quartz 's resonant frequency.

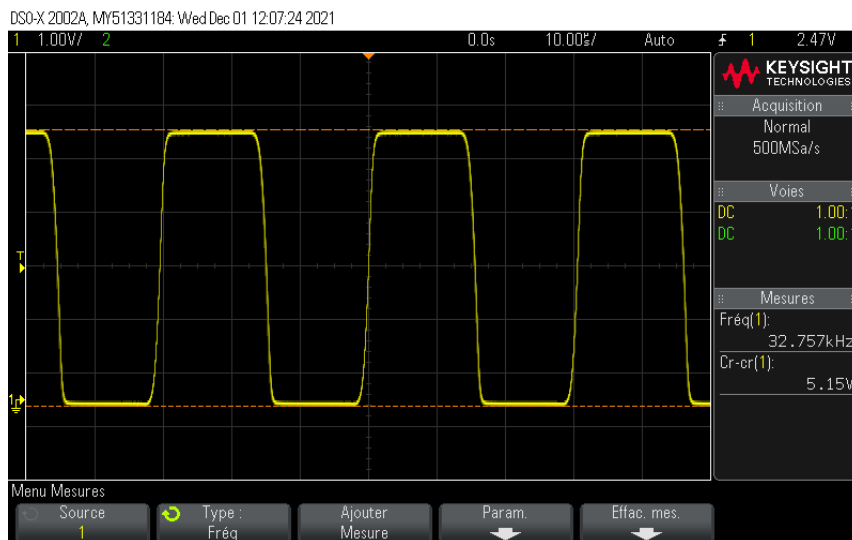
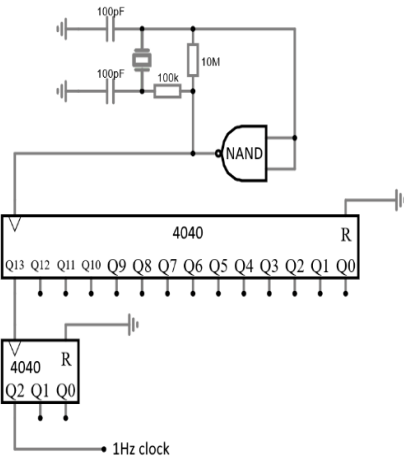


Figure 9: Screen oscilloscope signal at the frequency of 32kHz

## 2. Frequency division

We now have a stable clock source of frequency  $2^{15} Hz$ , which we would like to convert into a 1Hz clock to use it as a potential clock source for watches. Since the frequency is a power of two, fifteen successive divisions of the clock frequency will result in the desired signal.

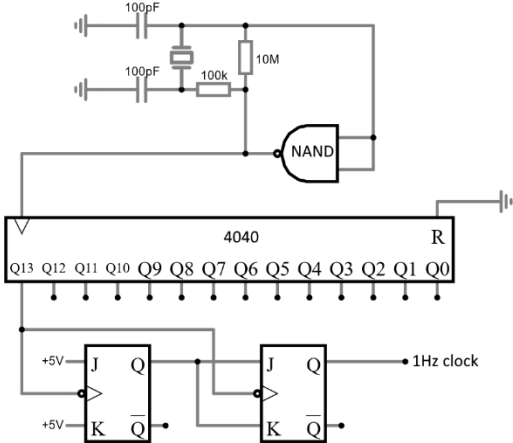
Dividing the clock frequency involves discrete numerical components called binary counters. The specific model we are using, the 4060, is a 14bit counter, which means we will need two of them, or an alternative solution to get us down to 1Hz. These components include a 14bit internal register, which is incremented with every pulse of the input clock. Thus, the least significant digit of this binary register toggles at the same frequency as the clock source, while the most significant digit flips only when the counter reaches 8192, or  $2^{13}$ . Two further divisions will be needed to obtain our target frequency.



**Figure 10:** Complete schema of the 1Hz clock circuit

We had the 4060 14bits counter at our disposal, which directly integrates the NAND gate, thus we didn't need additional component.

Unfortunately, one of the two 4060 at our disposal was non-functional (the alimentation pin was missing). Thus, we needed to replace it with an alternative. We also had at our disposal two JK flip flop. A more detailed description of their behaviour can be found in appendix E. We were able to wire each of them as a frequency divider, thus obtaining our 1Hz signal.



**Figure 11:** Complete 1Hz circuit, with JK flip-flops as frequency dividers

### 3. Summary: Characterisation and display of the 1Hz clock

Using the HM8021 counter, we measured the resulting frequency, and found a difference in period  $\Delta p = 9.63 \times 10^{-5}s$ , or  $96.3ppm$ , which corresponds to a drift of 9s per day, which is realistic for the type of quartz we are using. Wiring up a **4511BP** 7 segment display driver allowed us to make a small digital counter.

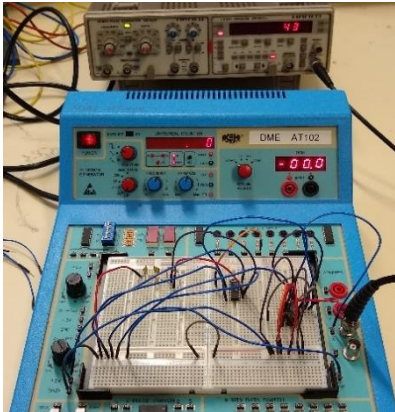


Figure 12: Final setup picture. The quartz is in the top left corner

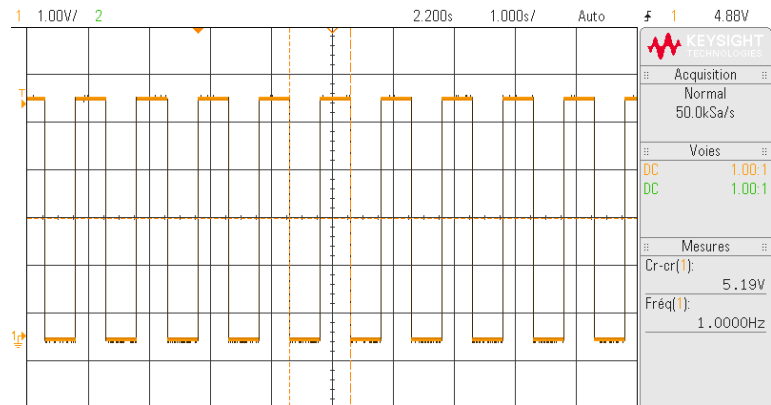


Figure 12: Oscilloscope screenshot of the final signal

## V. Conclusion

We characterized the behaviour of the quartz, highlighting its resonant and anti-resonant frequencies. It allowed to use this component as a filter, which is very useful for the conception of the clock. The Van Dyke model is a good approximation of the quartz using common components, however it is not achievable in a lab because of their unusual values. By combining the quartz with a frequency divider and a counter, we obtain a 1Hz frequency clock corresponding to the final product requested.

To go further, we could study the influence of the temperature on the quartz, and consequences of aging. Also, the miniaturisation could be a good improvement for this project.

## VI. References

- [1] Desmoulins, Jean-Baptiste. « Etude de l'impédance d'un diapason à quartz résonant à  $2^{15}$  Hz ; application. », 22 mai 2007.
- [2] « Inductor ». In *Wikipedia*, 15 janvier 2022.  
<https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inductor&oldid=1065888018>.
- [3] Krempf, P. W. « Piezoelectricity in Quartz Analogues \* ». *Journal de Physique IV (Proceedings)* 126 (juin 2005): 95-100. <https://doi.org/10.1051/jp4:2005126020>.
- [4] Lee, Manhee, Bongsu Kim, Sangmin An, et Wonho Jhe. « Dynamic Responses of Electrically Driven Quartz Tuning Fork and QPlus Sensor: A Comprehensive Electromechanical Model for Quartz Tuning Fork ». *Sensors* 19, n° 12 (14 juin 2019): 2686. <https://doi.org/10.3390/s19122686>.
- [5] Yang, Jiashi, et Jiashi S. Yang. *An Introduction to the Theory of Piezoelectricity*. Advances in Mechanics and Mathematics 9. New York, NY: Springer, 2005.

## VII. Appendix

### A. Plan de développement

La réalisation de ce projet a nécessité d'effectuer des recherches bibliographiques. Nous avons dû utiliser différents matériels comme le lock-in, un oscillateur à quartz, l'oscilloscope, un suiveur, un compteur HM 8021-3, une porte NAND, un compteur 4060 et une bascule JK. Cela permettra de caractériser le comportement du quartz ainsi que de créer un oscillateur à un hertz.

Le travail effectué s'étale sur 6 séances de quatre heures par semaine et demande en plus du travail personnel en dehors des séances.

Le projet se décompose en deux parties. On cherche d'abord à caractériser le comportement du diapason à quartz à travers l'effet piézoélectrique. On mesure son impédance sur une large plage de fréquences. Puis on utilisera ce quartz pour fabriquer un oscillateur avec une fréquence de 1Hz pour réaliser une montre battant chaque seconde.

Le modèle de développement choisi est le cycle en V. D'abord l'analyse du cahier des charges, ensuite réalisation de la spécification et puis la conception. Puis le développement avec des recherches bibliographiques, et différents tests (tests unitaires, d'intégration et fonctionnel) et enfin les recettes.

Différentes responsabilités sont à répartir dans l'équipe. En raison de la taille de l'équipe et des différentes connaissances des membres de l'équipe, toutes les responsabilités ont été effectuées par tous les membres de l'équipe. C'est pourquoi un responsable et des sous-membre ont été choisis plutôt que de n'avoir qu'un seul membre par responsabilité. Les différentes responsabilités sont :

- Chef de projet : le chef de projet s'occupe de planifier le projet mais aussi de gérer les risques et le tableau de bord. Ces différentes tâches ont été réparties équitablement entre tous les membres de l'équipe c'est pourquoi nous avons trois chefs de projet : Matthieu PELISSIER, Elie DONADIO et Audrey DENIS.

-Ingénieur spécification : l'ingénieur spécification s'occupe de l'aspect spécification du projet et de l'annexe spécification. Il doit détailler le cahier des charges afin de comprendre ce que fait le produit et les contraintes qui lui sont associées. La responsable ingénieur spécification est Audrey DENIS et les membre du sous- groupe d'ingénieurs spécification sont Matthieu PELISSIER et Elie DONADIO.



-Ingénieur conception : l'ingénieur conception s'occupe de la partie conception du projet et de l'annexe conception. Il doit diviser le projet en différents modules afin de permettre la réalisation du produit. Le responsable ingénieur conception est Elie DONADIO et les membres du sous-groupe d'ingénieurs conception sont Matthieu PELISSIER et Audrey DENIS.

-Ingénieur test et mesures : l'ingénieur test et mesures s'occupent des différents tests nécessaires et différentes mesures sur le matériel utilisé et le produit afin de vérifier que le produit correspond bien à l'attente du client. Il s'occupe également de la rédaction de l'annexe plan de tests. Le responsable ingénieur tests et mesures est Matthieu PELISSIER et les membres du sous-groupe d'ingénieurs test et mesures sont Elie DONADIO et Audrey DENIS.

Pour ce projet un rapport en anglais contenant une liste précise d'annexes sont à fournir au client. Une présentation du projet est aussi demandée.

L'organisation du projet respectant un cycle en V, suit les étapes dictées par le diagramme de Gantt suivant :



Figure 13: Diagramme de Gantt du bureau d'étude

## B. Tableau de bord

### 1<sup>ère</sup> séance (10/11/21) :

Compréhension précise de la documentation quartz, rédaction d'une première version du cahier des charges, du cahier des charges et de la conception, répartition des tâches et organisation du travail en groupe (rôles, espaces de travail communs).

### 2<sup>ème</sup> séance (17/11/21) :

Étude du fonctionnement du lock-in, présentation au client, préparations aux mesures d'impédance.

### 3<sup>ème</sup> séance (24/11/21) :

Mesures de l'impédance du quartz à l'aide du lock-in, tracé des graphiques expérimentaux via python, tracé des courbes théoriques, déduction de L, C C<sub>0</sub>, et r, préparations à la fabrication de la montre à quartz, vérification des disponibilités du matériel, tests de la porte NAND.

### 4<sup>ème</sup> séance (01/12/21) :

Étude des datasheets de la porte NAND, des diviseurs de fréquence 4040 et 4060, et du flip-flop, construction d'un oscillateur à quartz et division de la fréquence jusqu'à 2 Hz. Mise en évidence des oscillations avec la diode, ainsi qu'avec un compteur 4 bits. Préparation à la présentation au client de la prochaine séance.

### 5<sup>ème</sup> séance (08/12/21) :

Rencontre avec le client et présentation des premiers résultats. Finalisation du montage d'une montre à quartz à l'aide d'un compteur 8021. Travail de rédaction sur les annexes et le rapport, bilan de l'avancée du projet.

### 6<sup>ème</sup> séance (15/12/21) :

Captures photos et vidéos des montages réalisés pour la présentation du produit final. Répartition des tâches pour le rapport final. Avancée dans la rédaction finale du projet.

## C. Risques

### 1. *Risques liés au Quartz et à la mesure de l'impédance :*

Endommager le Quartz : Pour ne pas « griller le quartz » il faut veiller à toujours avoir une tension de sortie inférieure à 1 volt. Dans la pratique, les tensions de sortie obtenue pour la caractérisation de l'impédance sont bien inférieures à 1 V.

Mauvaise mesure liée à la température : Le dispositif avec le quartz étant sensible à la température, il faut faire attention durant les mesures de ne pas trop s'approcher ou s'éloigner de l'oscillateur. Il faut disposer les appareils et rester à une distance constante de celui pendant toute la durée de la caractérisation.

Mauvaises mesures lié manipulation expérimentale : Le quartz étant sensible à la température, il est important de réaliser toutes les mesures de la caractérisation de l'impédance en une seule fois. En effet, les conditions de la pièce peuvent être différentes et influencer sur la justesse des résultats obtenus

Observation sur oscilloscope et traitement avec le lock-in : Il n'est pas possible de brancher l'oscillateur à la fois sur un oscilloscope, a fini d'observer les oscillations, et sur le lock- in car il y a une division de l'impédance et elle n'est pas suffisante pour que l'on puisse la traiter sur l'oscillateur et le lock-in à la fois. Si on veut observer les oscillations sur l'oscilloscope, il faut le faire avant ou après les mesures sur le lock-in, ou bien utiliser un amplificateur opérationnel pour découpler le signal de la mesure.

Nombre de points pour la caractérisation : Pendant la caractérisation de l'impédance il faut faire attention à prendre suffisamment de point autour des fréquences de résonances et d'antirésonance afin de ne pas fausser les résultats de la caractérisation de l'impédance.

Surcharge du lock-in : Pendant la caractérisation de l'impédance, il faut veiller pour chaque nouvelle mesure à ce que l'augmentation de tension ne surcharge pas le lock-in et si c'est le cas, il faut modifier les réglages de la sensibilité afin d'avoir des résultats précis sans surcharge.

### 2. *Risques liés à la fabrication de l'oscillateur :*

Réalisation du montage : Il est important d'avoir un chemin le plus court possible entre le quartz et les capacités, afin d'introduire le moins de bruit et de pertes possibles dans le circuit.

Matériels endommagés : Branches (+5v) du diviseur de fréquence 4060 cassées rendent impossible la réalisation de l'oscillateur sans un remplacement des éléments endommagés, ou une adaptation du circuit.

Affichage compteur : Il convient de respecter la fréquence minimale requise pour le compteur numérique, sans quoi on observe des anomalies de comptage.

Montage : Le montage de l'oscillateur nécessite de nombreux branchements en très les différents éléments et donc beaucoup de fils il faut faire attention à ne pas se perdre dans les branchements.

## D. Spécification

### I. Effet piézoélectrique

L'étude théorique de l'effet piézoélectrique consistera à une recherche bibliographique approfondie dans le domaine.

### II. Etude de l'impédance du quartz

Nous cherchons à décrire l'évolution de l'impédance du quartz. Pour cela nous réalisons le circuit suivant.

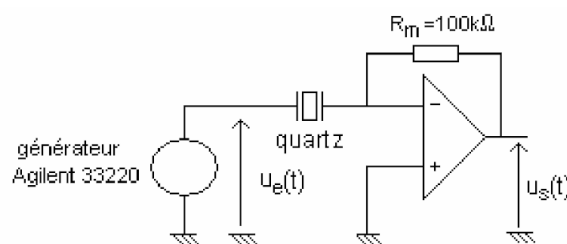


Figure 14: Circuit de mesure expérimentale de l'impédance du quartz<sup>(1)</sup>

L'impédance étant élevée, nous utilisons un AOP pour éviter toute perturbation des appareils de mesure sur l'impédance du quartz. En mesurant la tension de sortie et d'entrée, on obtient à partir de la relation suivante l'impédance du quartz.  $Z = -R_m \cdot U_e / U_s$

On détermine également la fréquence de résonance  $f_r$  (impédance minimale locale), et d'antirésonance  $f_a$  (impédance maximale locale), où la variation de l'impédance en fonction de la fréquence, sur une échelle log-log n'est plus linéaire. Pour améliorer la précision de nos mesures, nous pouvons également mesurer le déphasage tension/courant. En effet ces deux fréquences sont atteintes lorsque le déphasage est nul.

### III. Test du modèle de Van Dyke

Nous cherchons à déterminer les valeurs de  $C$ ,  $C_0$ ,  $L$  et  $r$ , afin de vérifier la faisabilité expérimentale du modèle de Van Dyke. Ce modèle correspond au circuit ci-dessous équivalent à un quartz.

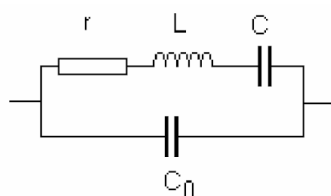


Figure 15: Modèle de Van Dyke

Pour déterminer ces paramètres associés au quartz étudié, nous utiliserons les mesures d'impédance faites précédemment.

#### Calcul de $C_0$ :

Pour des fréquences éloignées de celle de résonance, le quartz est assimilable à un condensateur,  $C_0$ , car  $C_0 \gg C$ . On a donc  $Z = \frac{1}{j2\pi f C_0}$ . On a donc pour deux fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$

$$C_0 = \frac{\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}}{2\pi(Z_1 - Z_2)}$$

#### Calcul de $r$ :

A la fréquence de résonance, l'impédance est égale à  $r$ . En déterminant  $f_r$ , on obtient donc  $Z_r = r$ .

#### Calcul de $L$ et $C$ :

A partir des deux expressions de  $f_r$  et  $f_a$ , on obtient les expressions suivantes pour  $C$  et  $L$ .

$$\text{De fait } C = C_0 \left[ \left( \frac{f_a}{f_r} \right)^2 - 1 \right] \text{ et } L = \frac{1}{4\pi^2 C_0 (f_a^2 - f_r^2)}$$

Le modèle de Van Dyke est applicable expérimentalement, si les valeurs enregistrées correspondent à des composants accessibles. Pour vérifier si le modèle correspond aux mesures expérimentales, on peut simuler les valeurs d'impédance théoriques pour le modèle de Van Dyke par ordinateur, et vérifier que les courbes correspondent à celles obtenues expérimentalement.

## IV. Fabrication d'une montre à quartz / oscillateur

Une montre à quartz est fabriquée avec du quartz- $\alpha$  et fonctionne grâce aux propriétés du quartz, comme la résistance, l'effet piézoélectrique par exemple. Ceux-ci aident à la création ou à la propagation des vibrations. Pour une montre il faut utiliser un diviseur de fréquence pour passer de 32768Hz (fréquence Quartz) à 1Hz (fréquence trotteuse). Le moteur permet de transformer un signal carré en mouvement. Le moteur Lavet est principalement utilisé. Ce moteur emporte des engrenages qui permettent aux aiguilles de tourner et ainsi d'indiquer l'heure.

Pour concevoir un oscillateur, nous avons besoin d'un système qui permette de maintenir l'oscillation.



## E. Conception

### 1. *Mesure de l'impédance du quartz*



Nous souhaitons mesurer la réponse du quartz à un signal sinusoïdal de fréquence donnée. Afin d'obtenir une précision de l'ordre du dixième de Hz, nous utilisons un générateur Agilent 33220. Le voltage de sortie et la phase seront mesurés à l'aide d'un Lock-in. Pour les fréquences éloignées de la fréquence de résonance  $f_r$ , des mesures espacées suffisent à assurer une précision suffisante. Un nombre plus important de mesures devra être effectué autour des fréquences de résonance et d'antirésonance, du fait de la variation importante de l'impédance et de la phase.

Le lock-in possède une entrée A qui correspond au signal à analyser, une entrée *Ref in* qui correspond à la fréquence à analyser. L'onde sinusoïdale générée par le PLL à partir de *Ref in* est multipliée au signal d'entrée, et la valeur de la tension du signal de sortie est affichée en valeur efficace sur l'écran de gauche. Il convient d'adapter le facteur de sensibilité à la mesure en cours, afin d'obtenir la mesure la plus précise possible. On peut également visualiser la phase sur l'écran de droite (**display  $\phi$** ).

Si la mesure est trop instable, il peut être utile d'allonger la constante de temps, ce qui en contrepartie allonge le temps nécessaire à la mesure.

### 2. *Réalisation de l'oscillateur*

Le choix des capacités et de la porte NAND joue un rôle crucial dans l'établissement et l'entretien du régime permanent. La porte NAND que nous avons utilisé était incluse dans le compteur 14bits. Plutôt que de nous référer au schéma fourni par le cahier des charges, nous avons réalisé le circuit fourni par la datasheet du compteur, dont la principale différence est le placement de l'entrée de la porte NAND avant la résistance à la sortie du quartz.

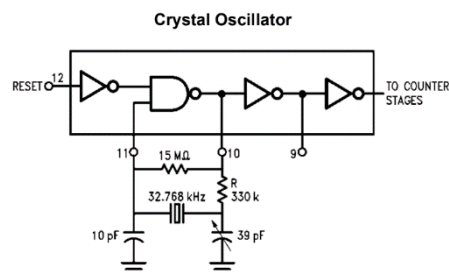


Figure 17: Extrait de la datasheet du compteur 4060 (cf anexe H)



## F. Plan de tests

Mesure de l'impédance d'un quartz :

Générateur agilent 33220 : visualiser sur l'oscilloscope si le signal indiqué par le GBF est bien celui mesuré en sortie par l'oscillateur. On vérifiera les caractéristiques du signal, comme la fréquence, l'amplitude, la forme du signal.

Oscilloscope : vérifier que les caractéristiques du signal affiché est bien le même que celui en sortie du GBF.

Lock-In : à l'aide du GBF, envoyer un signal sinusoïdal, dont l'amplitude et la phase sont connues. Vérifier la correspondance entre ces paramètres, et ceux affichés par le lock-in via les outils display. En plaçant le déphasage du lock-In à 0, il faut obtenir la même valeur efficace, et la même phase.

Alimentation symétrique : placer un voltmètre aux bornes de l'alimentation, il faut obtenir 15V et -15V.

Boîtier incluant le quartz : ouvrir le boîtier et vérifier la valeur de la résistance à l'aide d'un ohmmètre. La valeur attendue est 100K $\Omega$ . Il faut ensuite vérifier son fonctionnement, en y injectant un signal sinusoïdal, et en mesurant l'amplitude à l'entrée et à la sortie du boîtier à l'aide du lock-In, on calcule l'impédance. En faisant varier la fréquence, on peut vérifier que les graphiques obtenus (impédance en fonction de la fréquence, en échelle log-log), correspondent bien à ceux présents dans la documentation.

Le montage final doit nous permettre d'obtenir des graphiques comparables aux résultats théoriques, ainsi qu'observer le comportement du quartz au niveau des fréquences de résonance et d'antirésonance.

Création d'un oscillateur :

Réitérer les tests du quartz à l'aide du boîtier, et du lock-in.

Capacités et résistances : vérification des valeurs des capacités et des résistances utilisées dans le montage, à l'aide d'un capacimètre et d'un ohmmètre.

Porte NAND : vérifier son comportement High/low. Pour cela, placer le composant sur en reliant les bornes des signaux d'entrée à 2 interrupteurs, à une borne +5V, et la borne de sortie à une diode. On teste les 4 dispositions d'interrupteurs possibles : 01 (ouvert fermé), 10, 11, 00, la porte NAND doit répondre de la manière indiquée dans le tableau. Lorsque la porte sera dans l'état High la diode sera allumée, tandis que dans

Low elle sera éteinte. Vérifier que la diode s'allume, ou s'éteint correctement en fonction de la disposition des interrupteurs.

|      | I1=0 | I1=1 |
|------|------|------|
| I2=0 | High | Low  |
| I2=1 | Low  | Low  |

Figure 18: Table de vérité de la porte NAND

Compteur 4040 / 4060 : Afficher sur un oscilloscope le signal d'entrée et de sortie. On injecte dans le compteur un signal carré de fréquence connue, ici on choisit un signal de fréquence  $f=32768\text{Hz}$ . Tester chaque borne une par une ( $a_0$  à  $a_{14}$ ). On vérifiera que le signal en sortie a une fréquence correspondant à celle de sortie divisée du facteur  $2^n$ , attribué aux bornes choisies lors des branchements. Dans le cas de notre montage final, on vérifiera que le signal en entrée est bien un signal carré de fréquence  $32768\text{Hz}$ . Le signal de sortie doit être carré de fréquence  $2\text{Hz}$ , à la sortie du premier compteur, et  $1\text{Hz}$  à la sortie du deuxième. On peut aussi vérifier que la diode clignote bien toutes les secondes à l'aide d'un chronomètre. Pour tester la porte NAND incluse dans ce composant, on peut aussi remplacer le quartz par un sinus de  $32768\text{Hz}$ , et vérifier que qu'on obtient bien un signal carré de même fréquence en sortie.

Compteur HM 8021 : générer un signal d'entrée carré, de fréquence connue à l'aide d'un GBF, le placer en entrée. Vérifier à l'aide du compteur HM 8021 la valeur de sa fréquence ( $F_a$ ) ou de sa période ( $P_a$ ). En prévision de son utilisation pour la montre à quartz, injecter un signal carré de  $1\text{Hz}$ , et vérifier que le module compte bien les secondes.

Flip flop MC74HC76N : Vérifier le comportement en sortie du module, en injectant un signal carré à l'entrée clock, et en reliant les bornes SET, Reset, J et K à des interrupteurs. On pourra relier les sorties Q et  $\bar{Q}$  à des diodes pour constater leur statut.

| Inputs |       |        |   |   | Outputs   |           |
|--------|-------|--------|---|---|-----------|-----------|
| Set    | Reset | Clock  | J | K | Q         | $\bar{Q}$ |
| L      | H     | X      | X | X | H         | L         |
| H      | L     | X      | X | X | L         | H         |
| L      | L     | X      | X | X | L*        | L*        |
| H      | H     | $\neg$ | L | L | No Change |           |
| H      | H     | $\neg$ | L | H | L         | H         |
| H      | H     | $\neg$ | H | L | H         | L         |
| H      | H     | $\neg$ | H | H | Toggle    |           |
| H      | H     | L      | X | X | No Change |           |
| H      | H     | H      | X | X | No Change |           |
| H      | H     | $\neg$ | X | X | No Change |           |

Figure 19: Table de vérité d'une flip-flop J-K

L'oscillateur à quartz est fonctionnel, si le compteur HM 8021 mesure bien une fréquence de  $1\text{Hz}$ , ainsi que décompte correctement les secondes.

## G. Développement/réalisation

Fonction effectuant la régression linéaire de l'impédance hors fréquence de résonnance, stockée sous forme de fichier csv [fréquence, phase, impédance] :

```
import matplotlib.pyplot as plot
import numpy as np

def fitHorsResonance():
    lines = open("data2.csv", "r").readlines()
    lines = list(map(lambda l: l.split(";"), lines))
    lines.sort(key=lambda l: float(l[0]))

    frequencies = list(map(lambda l: np.log10(float(l[0])), lines))
    impédances = list(map(lambda l: np.log10(float(l[2])), lines))

    fit = np.polyfit(frequencies, impédances, 1)
    print(fit)
    plot.plot(frequencies, impédances)
    yfit = list(map(lambda x: x * fit[0] + fit[1], frequencies))
    plot.plot(frequencies, yfit)
    Zfit = lambda f: yfit[0] * f + yfit[1]

    f1 = 1000.0
    f2 = 50000.0
    Z1 = Zfit(np.log10(f1))
    Z2 = Zfit(np.log10(f2))
    print(Z1, Z2)

    co = 10 ** (-yfit[1]) / (2 * np.pi)
    print(co)
    plot.show()
```

Fonction permettant l'adaptation du modèle théorique aux données expérimentales autour de la zone de résonnance. L'optimisation est très sensible aux valeurs initiales, et ne fonctionne pas toujours très bien.

```
import matplotlib.pyplot as plot
import numpy as np
import scipy.optimize as opt

def fit():
    lines = open("data2.csv", "r").readlines()
    lines = list(map(lambda l: l.split(";"), lines))
    lines.sort(key=lambda l: float(l[0]))

    frequencies = list(map(lambda l: float(l[0]), lines))
    impédances = list(map(lambda l: float(l[2]), lines))

    denominateurCommun = lambda r, w, L, C: (r ** 2) + (L * w - 1 / (C * w)) ** 2
    terme1 = lambda r, w, L, C: (r ** 2) / (denominateurCommun(r, w, L, C)) ** 2
    terme2 = lambda r, w, L, C, Co: Co * w - (
        (L * w - (1 / (C * w))) / denominateurCommun(r, w, L, C)
    )
    Z = (
        lambda w, r, L, C, Co: 1
        / (terme1(r, w, L, C) + terme2(r, w, L, C, Co) ** 2) ** 0.5
```

```

)

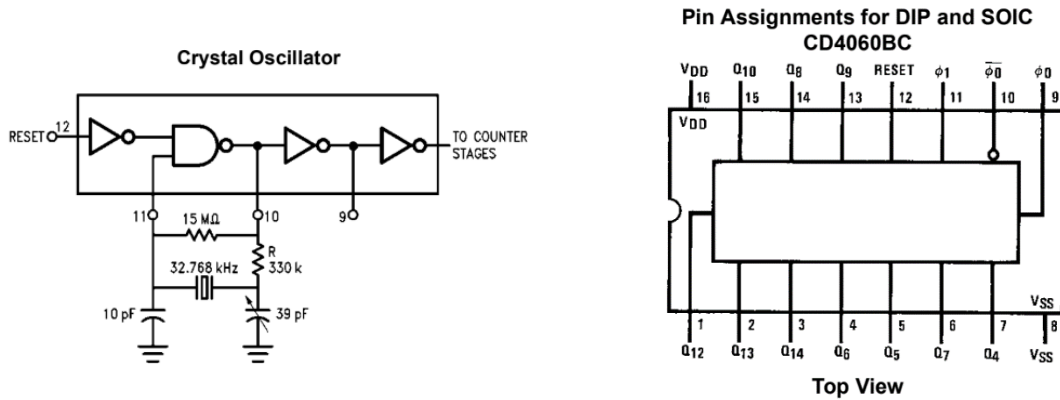
rapp = 14100
Capp = 3.985e-15
Lapp = 5921.3
Coapp = 2.86e-12
m = odr.Model(lambda B, x: Z(x * 2 * np.pi, B[0], B[1], B[2], B[3]))
(rFit, LFit, CFit, CoFit), _ = opt.curve_fit(
    lambda x, r, L, C, Co: Z(2 * np.pi * x, r, L, C, Co),
    np.array(frequencies) * 2 * np.pi,
    impédances,
    p0=(rapp, Lapp, Capp, Coapp),
)

y = list(map(lambda x: Z(x * 2 * np.pi, rapp, Lapp, Capp, Coapp),
frequencies))
plot.yscale("log")
plot.xscale("log")
plot.plot(frequencies, impédances, "r-x")
plot.plot(frequencies, y)
plot.xlabel("Frequency (Hz)", fontdict={"size": 20})
plot.ylabel("Resistance (Ω)", fontdict={"size": 20})
plot.show()

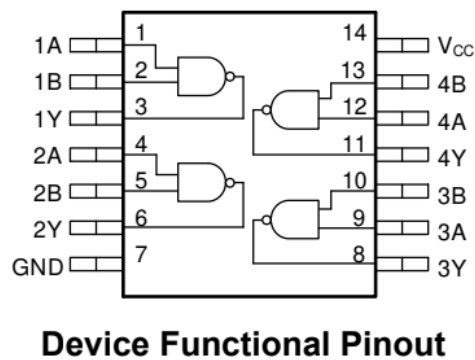
```

## H. Fiches techniques des composants utilisés

### 1. *Extrait de datasheet du compteur 14bits 4060*



### 2. *Extrait de datasheet de la porte NAND*



### 3. Datasheet du compteur universel HM-8021

#### Specifications

(Reference Temperature: 23°C ±1°C)

##### Measurement Functions:

Frequency A/C; Period A; Totalize A;  
Pulse width  $\square$  /  $\sqcup$  (averaged);  
Totalize A during Ext. Gate.

##### Input Characteristics: (Input A)

Frequency range: 0 to 150MHz (DC coupled),  
10Hz to 150MHz (AC coupled)

Sensitivity: (normal triggering)

20mV<sub>rms</sub> (sinewave) DC to 80MHz, 80mV (pulse)  
60mV<sub>rms</sub> (sinewave) 80MHz to 150MHz  
50mV<sub>rms</sub> (sinewave) 20Hz to 80MHz, (autotrigger)

Min. pulse duration: 5ns

Input noise: < 100µV, typical

Coupling: AC or DC (switch selectable)

Input impedance: 1MΩ||40pF

Attenuator: x1, x20 (switch selectable)

Max. input voltage:

250V (DC+AC<sub>peak</sub>) from 0 to 440Hz  
derated to 8V<sub>rms</sub> at 1MHz

##### Input Characteristics: (Input C)

Frequency range: 100MHz to 1.6GHz

Sensitivity: 30mV to 1.3GHz (typ. 20mV)  
100mV to 1.6GHz (typ. 80mV)

Input impedance: 50Ω nominal; Coupling: AC

Max. input voltage: 5V (DC+AC<sub>peak</sub>)

##### Input Characteristics: (External Gate)

Input impedance: 4,7kΩ

Max. input voltage: ±30V

High-/ Low-Level: >2V/<0,5V

Min. pulse duration: 50ns

Min. eff. gate time: 150µs

##### Frequency A:

LSD: (2.5x10<sup>-7</sup>s x Freq.) / measuring time

Resolution: ±1 or 2 LSD

##### Period A:

Range: 10000sec to 66.6ns

LSD: (2.5x10<sup>-7</sup>s x period / measuring time)

Resolution: ±1 or 2 LSD

##### Totalize A:

(manually / gated by external signal)

Range: DC to 20MHz

Min. pulse duration: 25ns

LSD: ±1 Count

Resolution: LSD

Ext. Gate error: (in manual mode only) 100ns

##### Time Interval:

LSD: 100ns to 10ps (averaged); Resolution: 1 or 2 LSD

##### Offset:

Range: same specification as normal measurement

##### Gate Time:

Range: 100ms to 10s in 3 steps

(cannot be shorter than 1 period)

External gate time: min. 150µs

##### Timebase:

Frequency: 10MHz clock rate; 10MHz crystal (TCXO)

Accuracy: ±5x10<sup>-7</sup> between 10°C and 40°C

Aging: <2.5ppm / year

##### General Information:

Display: 8 digit 7 segment LED  
7.65mm height. Sign and Exponent.

Power requirements: 7VA, nominal

Ambient temperature: 0°C to +40°C (operation)

Humidity: 10%-90%, no condensation, 5%-95% RH

Dimensions: 135x68x228mm (WxHxD)

Weight: approx. 650g

Values without tolerances are meant to be guidelines  
and represent characteristics of the average instrument.

Subject to change without notice

5/96



## Universal Counter HM8021-3

- Frequency Range: DC to 1.6GHz
- Sensitivity: 20mV
- 7 Measuring Functions
- 3 Selectable Gate Times; External Gate
- 8 Digit LED-Display + Sign + Exponent
- Temperature-Compensated Time Base (TCXO) 5x10<sup>-7</sup>
- Selectable Autotrigger

With over 15,000 units sold in Europe, the **HM8021-3** brought new dimensions to the price/performance ratio available in universal counters. With this new model, **HAMEG** continues to lead the market in high performance, low price counters. This **micro-processor-based** instrument has built-in self-test as well as two high sensitivity inputs, with an extended frequency range to **1.6GHz** for one of them.

The reciprocal frequency measurement technique provides high resolution of low frequency signals with at least **seven significant digits** for a **1s** measurement duration. The **HM8021-3** is equipped with an extremely stable temperature compensated **crystal oscillator** (TCXO) with a stability of 0.5 ppm over the entire operating temperature range. Readings of frequency, period, time interval and totalized count, up to 99,999,999, combined with the **Display Hold** function and a full range offset makes this instrument ideally suited for a broad range of applications.

The **Auto Trigger** function allows for accurate measurements to be made, even on noisy waveforms and those with extremely short duty cycles. The **HM8021-3** provides variable trigger control, offers selectable **20dB** attenuation and AC or DC coupling to simplify measurements on complex signals.

When comparing the **HM8021-3** to other instruments of its price range you can easily see what makes the **HM8021-3** such an outstanding value.

#### Accessories supplied

Operators Manual

#### Optional accessories

BNC test cable HZ33

Probe 1:1/10:1 HZ36

BNC 50Ω attenuators HZ24

Adaptor BNC-Banana HZ20

## 4. Extrait de datasheet de la flip-flop JK

### MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

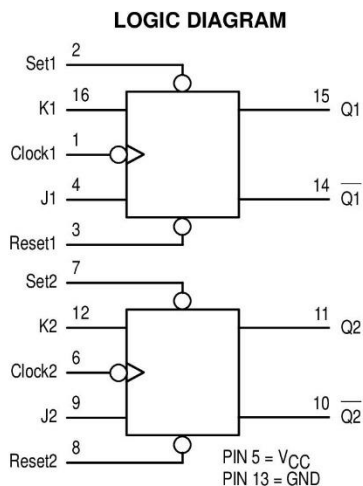
## Dual JK Flip-Flop With Set and Reset High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC74HC76 is identical in pinout to the LS76. The device inputs are compatible with Standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

Each flip-flop is negative-edge clocked and has active-low asynchronous Set and Reset inputs.

The HC76 is identical in function to the HC112, but has a different pinout.

- **Similar in Function to the LS76 Except When Set and Reset Are Low Simultaneously**
- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS and TTL
- Operating Voltage Range: 2 to 6V
- Low Input Current: 1 $\mu$ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance With the JEDEC Standard No. 7A Requirements
- Chip Complexity: 100 FETs or 25 Equivalent Gates

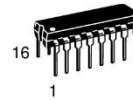


**FUNCTION TABLE**

| Inputs |       |                 |   |   | Outputs   |           |
|--------|-------|-----------------|---|---|-----------|-----------|
| Set    | Reset | Clock           | J | K | Q         | $\bar{Q}$ |
| L      | H     | X               | X | X | H         | L         |
| H      | L     | X               | X | X | L         | H         |
| L      | L     | X               | X | X | L*        | L*        |
| H      | H     | $\bar{\square}$ | L | L | No Change |           |
| H      | H     | $\bar{\square}$ | L | H | L         | H         |
| H      | H     | $\bar{\square}$ | H | L | H         | L         |
| H      | H     | $\bar{\square}$ | H | H | Toggle    |           |
| H      | H     | L               | X | X | No Change |           |
| H      | H     | H               | X | X | No Change |           |
| H      | H     | $\square$       | X | X | No Change |           |

\* Both outputs will remain low as long as Set and Reset are low, but the output states are unpredictable if Set and Reset go high simultaneously.

## MC74HC76



**N SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648-08

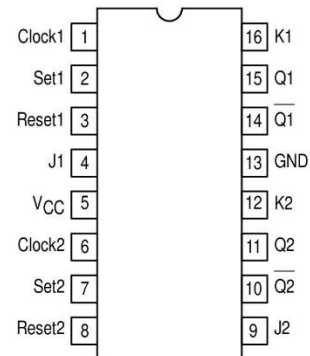


**D SUFFIX**  
SOIC PACKAGE  
CASE 751B-05

### ORDERING INFORMATION

|           |         |
|-----------|---------|
| MC74HCXXN | Plastic |
| MC74HCXXD | SOIC    |

### Pinout: 16-Lead Packages (Top View)



### MAXIMUM RATINGS\*

| Symbol           | Parameter  | Value                          | Unit |
|------------------|--|--------------------------------|------|
| V <sub>CC</sub>  | DC Supply Voltage (Referenced to GND)  | - 0.5 to + 7.0                 | V    |
| V <sub>in</sub>  | DC Input Voltage (Referenced to GND)   | - 0.5 to V <sub>CC</sub> + 0.5 | V    |
| V <sub>out</sub> | DC Output Voltage (Referenced to GND)  | - 0.5 to V <sub>CC</sub> + 0.5 | V    |
| I <sub>in</sub>  | DC Input Current, per Pin  | ± 20                           | mA   |
| I <sub>out</sub> | DC Output Current, per Pin   | ± 25                           | mA   |
| I <sub>CC</sub>  | DC Supply Current, V <sub>CC</sub> and GND Pins                                | ± 50                           | mA   |
| P <sub>D</sub>   | Power Dissipation in Still Air<br>Plastic DIP†<br>SOIC Package†                | 750<br>500                     | mW   |
| T <sub>stg</sub> | Storage Temperature Range  | - 65 to + 150                  | °C   |
| T <sub>L</sub>   | Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds<br>Plastic DIP or SOIC Package | 260                            | °C   |

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> should be constrained to the range GND ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>CC</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V<sub>CC</sub>). Unused outputs must be left open.

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

† Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C  
SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Symbol                             | Parameter  | Min   | Max                     | Unit |
|------------------------------------|--|---|-------------------------|------|
| V <sub>CC</sub>                    | DC Supply Voltage (Referenced to GND)                | 2.0   | 6.0                     | V    |
| V <sub>in</sub> , V <sub>out</sub> | DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND) | 0   | V <sub>CC</sub>         | V    |
| T <sub>A</sub>                     | Operating Temperature, All Package Types             | - 55  | + 125                   | °C   |
| t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>    | Input Rise/Fall Time<br>(Figure 1)                   | V <sub>CC</sub> = 2.0 V<br>V <sub>CC</sub> = 4.5 V<br>V <sub>CC</sub> = 6.0 V | 0<br>1000<br>500<br>400 | ns   |

### DC CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

| Symbol          | Parameter                                      | Condition  | V <sub>CC</sub><br>V                     | Guaranteed Limit |       |        | Unit |
|-----------------|--|--|--|------------------|-------|--------|------|
|                 |  |  |  | -55 to 25°C      | ≤85°C | ≤125°C |      |
| V <sub>IH</sub> | Minimum High-Level Input Voltage               | V <sub>out</sub> = 0.1V or V <sub>CC</sub> - 0.1V<br> I <sub>out</sub>   ≤ 20μA                                    | 2.0                                      | 1.50             | 1.50  | 1.50   | V    |
|                 |  |  | 4.5                                      | 3.15             | 3.15  | 3.15   |      |
|                 |  |  | 6.0                                      | 4.20             | 4.20  | 4.20   |      |
| V <sub>IL</sub> | Maximum Low-Level Input Voltage                | V <sub>out</sub> = 0.1V or V <sub>CC</sub> - 0.1V<br> I <sub>out</sub>   ≤ 20μA                                    | 2.0                                      | 0.3              | 0.3   | 0.3    | V    |
|                 |  |  | 4.5                                      | 0.9              | 0.9   | 0.9    |      |
|                 |  |  | 6.0                                      | 1.2              | 1.2   | 1.2    |      |
| V <sub>OH</sub> | Minimum High-Level Output Voltage              | V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub><br> I <sub>out</sub>   ≤ 20μA                                 | 2.0                                      | 1.9              | 1.9   | 1.9    | V    |
|                 |  |  | 4.5                                      | 4.4              | 4.4   | 4.4    |      |
|                 |  | V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub><br> I <sub>out</sub>   ≤ 4.0mA<br> I <sub>out</sub>   ≤ 5.2mA | 6.0                                      | 5.9              | 5.9   | 5.9    |      |
|                 |  |  | 4.5                                      | 3.98             | 3.84  | 3.70   |      |
| V <sub>OL</sub> | Maximum Low-Level Output Voltage               | V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub><br> I <sub>out</sub>   ≤ 20μA                                 | 2.0                                      | 0.1              | 0.1   | 0.1    | V    |
|                 |  |  | 4.5                                      | 0.1              | 0.1   | 0.1    |      |
|                 |  | V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub><br> I <sub>out</sub>   ≤ 4.0mA<br> I <sub>out</sub>   ≤ 5.2mA | 6.0                                      | 0.1              | 0.1   | 0.1    |      |
|                 |  |  | 4.5                                      | 0.26             | 0.33  | 0.40   |      |
| 6.0             | 0.26   | 0.33   | 0.40                                     |                  |       |        |      |
|                 | I <sub>in</sub>                                | Maximum Input Leakage Current  | V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND | 6.0              | ±0.1  | ±1.0   | ±1.0 |
| I <sub>CC</sub> | Maximum Quiescent Supply Current (per Package) | V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND<br>I <sub>out</sub> = 0μA   | 6.0                                      | 4                | 40    | 80     | μA   |

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).



## I. Calcul théorique utile

### *Calcul de l'impédance du modèle de Van-Dyke :*

Le modèle est constitué d'un circuit RLC en série, placé en parallèle d'une capacité  $C_0$ . Ainsi on peut calculer l'impédance complexe du circuit à partir de la formule :

$$\begin{aligned}\frac{1}{Z} &= \frac{1}{X_{RLC}} + \frac{1}{X_{C_0}} \\ &= \frac{1}{r + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L} + \frac{1}{1/j\omega C_0} \\ &= \frac{r - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} + j\omega C_0 \\ &= \frac{r}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} + j\left(\omega C_0 - \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}\right)\end{aligned}$$

Nous pouvons ainsi obtenir le module de l'impédance complexe.

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\frac{r^2}{\left(r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2\right)^2} + \left(\omega C_0 - \frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}\right)^2}}$$

Cette formule nous permet de vérifier la faisabilité du modèle de Van-Dyke, ainsi que déterminer  $C$ ,  $C_0$ ,  $L$  et  $r$  à partir des données expérimentales.