

Multiplicateur de fréquence par 2,5 !

Ou comment générer 25 MHz avec une source à 10 MHz. Ce circuit a été développé dans le cadre d'un projet de balise WSPR pour la bande 2 m pour lequel la fréquence de la porteuse a dû être disciplinée par GPS. L'oscillateur de référence du GPS délivre une fréquence de 10 MHz d'un côté. De l'autre, les générateurs d'horloge SI5351 ont besoin d'une fréquence de référence à 25 MHz.

Le choix de la structure de ce circuit se déterminera pour celle qui génère le minimum de bruit de phase.

L'oscillateur à quartz piloté par GPS offre un excellent bruit de phase, mais le fait de l'élever en fréquence peut dégrader ses performances ce qui entachera le signal transmis.

Plusieurs approches s'offrent pour obtenir du 25 MHz à partir du 10 MHz mais toutes n'ont pas les mêmes qualités en matière de bruit de phase :

- La boucle à verrouillage de phase PLL est une proposition universelle, mais tout dépend des qualités de l'oscillateur et du filtre de boucle. On risque de se retrouver avec un bruit de phase entaché de raies à la fréquence du comparateur de phase.
- Les circuits intégrés de générateurs d'horloge ou multiplicateurs d'horloge. Cette solution très compacte avait été testée au départ avec le circuit NB3N502 de Texas. Malheureusement, le spectre obtenu montrait un bruit de phase important avec deux bosses de bruit de part et d'autre de la porteuse.
- L'oscillateur synchronisé peut être une excellente solution, mais la plage de capture n'est que de quelques centaines de Hz. On synchronise l'oscillateur avec des impulsions très courtes à un sous-multiple de la fréquence. Avec le vieillissement du quartz on risque le décrochage.
- Les diviseurs et multiplicateurs de fréquence sont couramment employés pour générer des oscillateurs en hyperfréquence. Le bruit de phase augmente inévitablement d'au moins $10 \log(n)$. Cette solution suit parfaitement la fréquence et la phase du signal de référence. La multiplication de fréquence se fait en sélectionnant l'harmonique 2, 3 ou 5 à la sortie d'un circuit non linéaire : diode, transistor, porte logique. Nous allons voir comment obtenir une multiplication par 2,5 ?

On ne peut que diviser ou multiplier par des facteurs entiers. Un facteur de 2,5 s'obtient tout simplement par $5/2$. Un premier étage divise la référence à 10 MHz par deux pour obtenir 5 MHz. Puis en sélectionnant l'harmonique 5 du 5 MHz, il en sort un signal à 25 MHz.

Les circuits HC MOS sont assez rapides pour travailler jusqu'à 50 MHz pour certains. On choisira dans la famille 74HC qui s'alimente sous 5 V et possède un seuil de basculement à la moitié de la tension d'alimentation. La série 74HCT pourrait aussi convenir mais il faudra redéterminer les niveaux de polarisation en entrée.

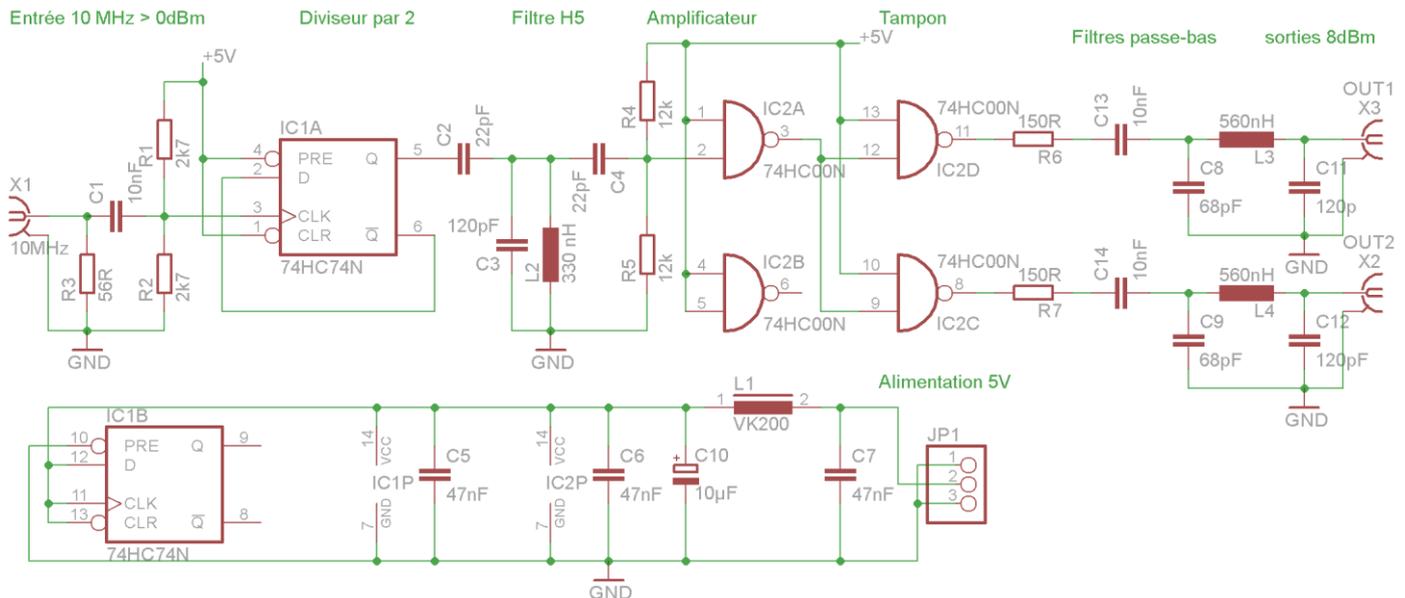
Un diviseur par deux s'obtient avec une bascule D en rebouclant la sortie Q/ sur l'entrée D. Le circuit IC1 74HC74 est une double bascule dont on ne se sert que d'une IC1A, l'autre est bloquée en polarisant ses entrées. Pour faire fonctionner la bascule avec un signal sinusoïdal on polarise l'entrée de celle-ci à la moitié de la tension d'alimentation avec le réseau R1 et R2. Ce diviseur de fréquence fonctionne à partir de 0 dBm ce qui laisse de la marge par rapport aux 6 dBm du module GPS employé.

En sortie de la bascule nous avons un signal carré à 5 MHz riche en harmoniques impairs. Un filtre passe bande suffit pour sélectionner l'harmonique 5. La détermination de ce filtre fut assez simple en se basant sur la fréquence de résonance d'un circuit LC. Pour obtenir un facteur de qualité en charge suffisant le rapport entre C3 et C2 doit être supérieur à 4 et L1 ne doit pas être trop élevé.

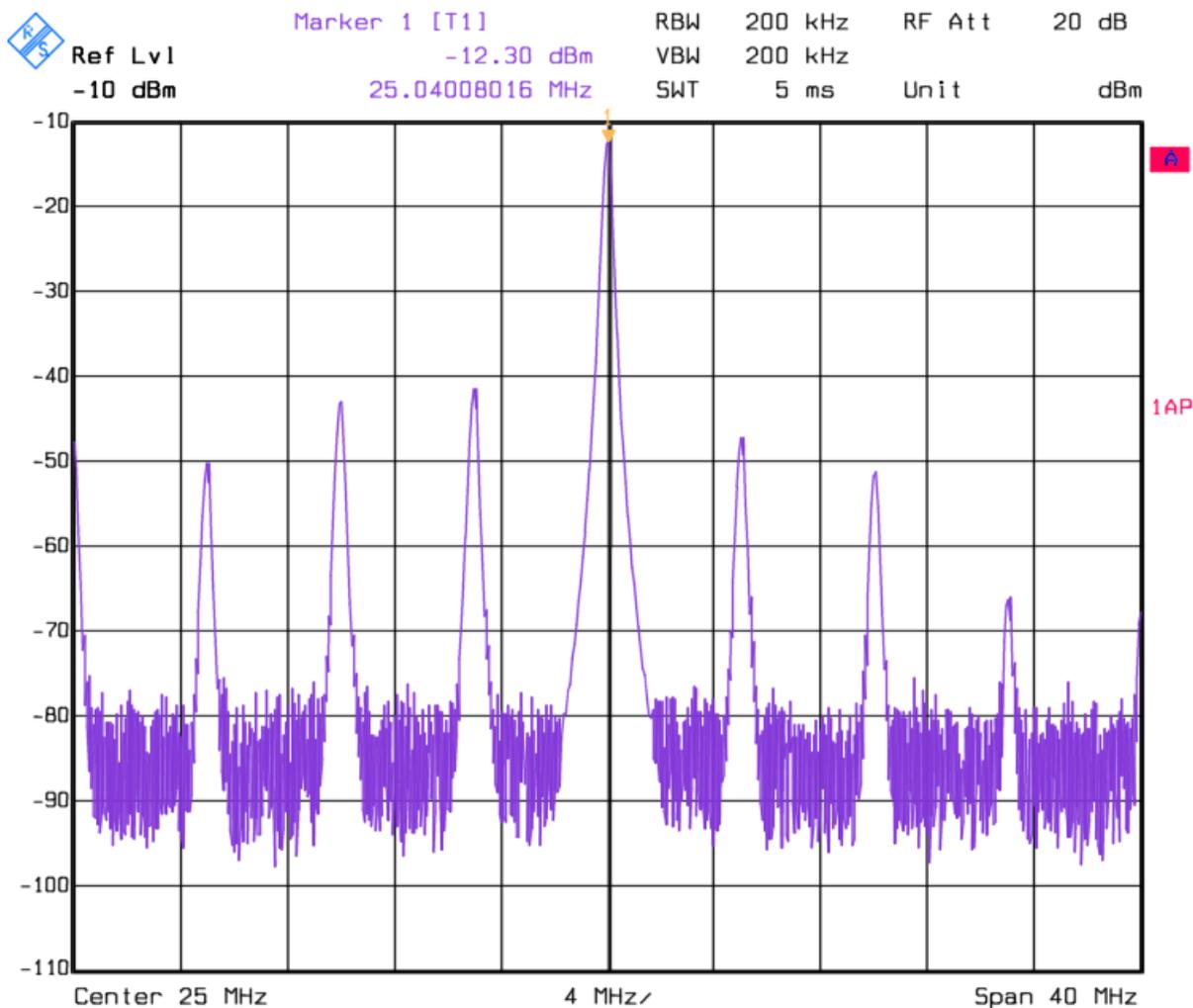
Une simple inductance à air de 330 nH donne une capacité globale de 144 pF pour 25 MHz. Avec 120 pF pour C3 cela laisse 22 pF pour C2 et la capacité de charge C4. L'accord se fait en écartant ou resserrant les spires de L1 tout en mesurant l'amplitude à l'oscilloscope avec une capacité de 1 pF en série avec la sonde au point chaud de L1.

Le signal filtré sinusoïdal devra être amplifié pour ne pas charger le filtre. Là encore les portes HC MOS sont très pratiques à condition de choisir un circuit rapide en délai de propagation court et non « triggerisé » ! Le 74HC00 quadruple porte NAND ou 74HC04 sextuple inverseur conviennent bien pour cette application. Comme pour la bascule, l'entrée est polarisée à la moitié de la tension d'alimentation pour la première porte IC2A. On souhaitait avoir deux sorties indépendantes, ainsi les portes IC2C et IC2D fonctionnent en tampon.

Pour arrondir le signal et réduire les harmoniques rayonnées un filtre passe-bas en Pi coupe les fréquences au-delà de 25 MHz. Afin de ne pas trop charger les portes par l'impédance de sortie à 50 Ω , les filtres ont été calculés pour présenter 200 Ω de charge aux portes sur le fondamental. Les résistances R7 et R8 tiennent compte de l'impédance de sortie des portes.



En sortie nous obtenons un niveau de 8 dBm (la mesure à l'analyseur de spectre ci-dessous ne tient pas compte d'un atténuateur de 20 dB !). Des résidus de 5 MHz subsistent 30 dB en dessous mais ceux-ci seront éliminés par l'amplificateur de l'oscillateur de l'entrée XA du Si5351.



Date: 12.SEP.2023 15:24:00

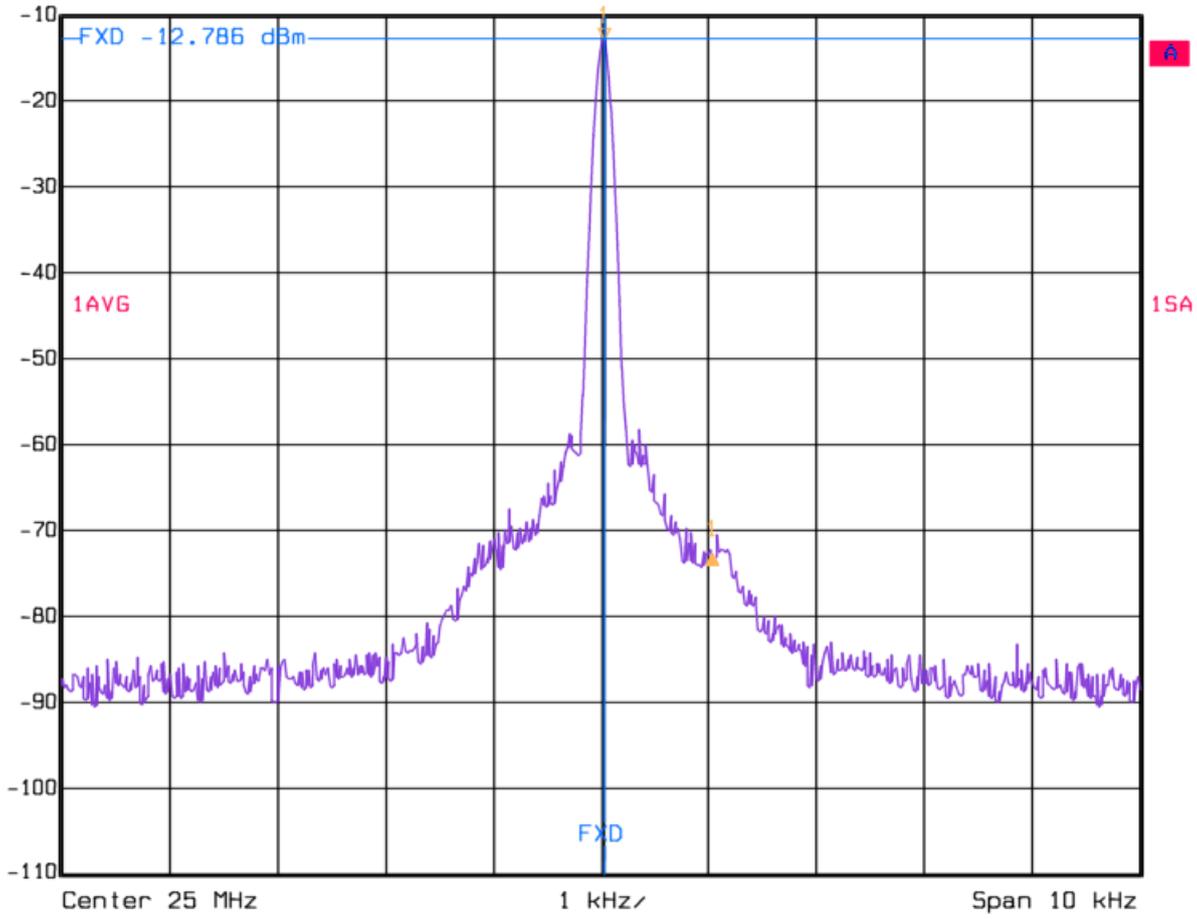
En regardant de près le bruit de phase mesuré est de -77 dBc à 1 kHz mais cette mesure dépend de l'analyseur de spectre FSEB20 et du générateur SMS de Rhode & Schwarz.



Delta 1 [T1 NOI]
-77.59 dBc/Hz
1.00000000 kHz

RBW 100 Hz RF Att 20 dB
VBW 100 Hz
SWT 5 s Unit dBm

Ref Lvl
-10 dBm



Date: 12.SEP.2023 15:31:04

F5RCT 17/09/2023