



La boucle de phase numérique

Il ne s'agit pas d'une PLL gérée numériquement (par soft) mais d'un circuit construit avec des composants logiques classiques bascules et compteurs.

1° Principe du VCO numérique

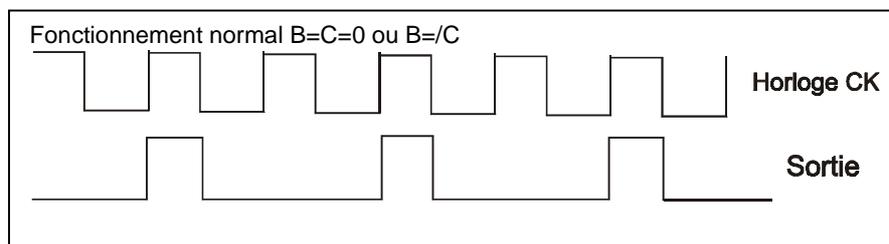
En modifiant le taux de comptage d'un compteur inclus dans une boucle de phase il est facile de modifier numériquement la fréquence d'un oscillateur mais la variation de fréquence ne peut pas être continue .Le VCO numérique utilisé dans la PLL numérique fonctionne sur un autre principe .

Soit un compteur par P recevant à son entrée de façon régulière un flux d'impulsions de fréquence N .Le signal à sa sortie a pour fréquence N/P.Si dans le flux d'entrée on intercale chaque seconde A tops supplémentaires ,le compteur qui recycle lorsqu'il a reçu P, tops voit sa fréquence moyenne augmenter. En une seconde il reçoit N+A tops et recycle (N+A)/P fois .Tout se passe comme si sa fréquence moyenne était devenue (N+A)/P au lieu de N/P .Bien sûr il ne s'agit que d'une fréquence moyenne ,le signal à la sortie du compteur est entaché de gigue de phase (jitter) .La fréquence est de la même façon réduite si dans le flux d'impulsions certaines sont supprimées.

2° Division par 2 avec ajout ou suppression d'impulsions (Compteur à ajout suppression CAS)

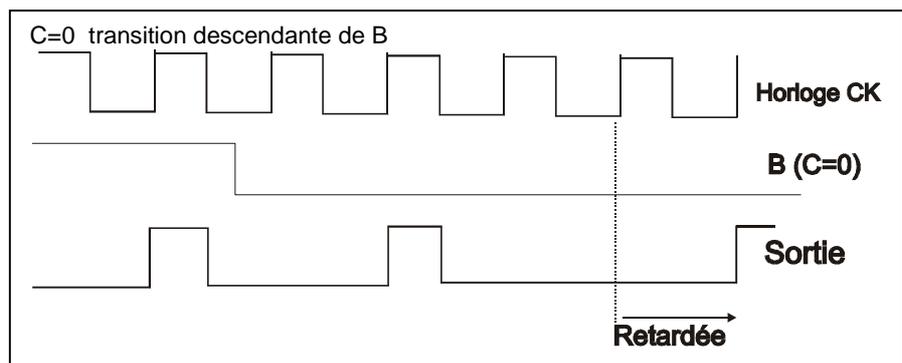
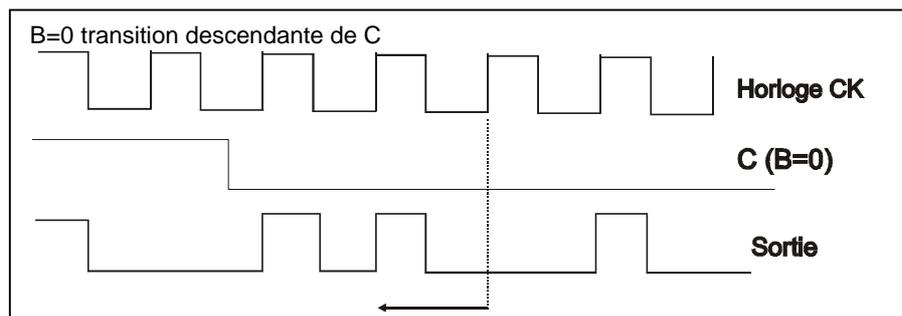
C'est le cœur de la PLL numérique. Il s'agit d'un diviseur par 2 pourvu de deux entrées supplémentaires de commande B et C .

Si B=C=0 le circuit se comporte comme un diviseur normal. Qui délivre en sortie une impulsion pour 2 impulsions d'horloge. Le fonctionnement est le même si B=C



Le phénomène intéressant se produit lorsque B ou C passent de 1 à 0 ou réciproquement . Si B=0 et C=1 et qu'il se produit une transition descendante de C le diviseur délivre une

série d'impulsions avancées d'une période d'horloge . Tout se passe comme si une impulsion d'horloge avait été ajoutée sur l'entrée CK d'horloge . Si maintenant C=0 et B préalablement monté au niveau haut redescend à 0 , le diviseur délivre une série d'impulsions retardées d'une période d'horloge. Tout se passe comme si une impulsion d'horloge avait été supprimée





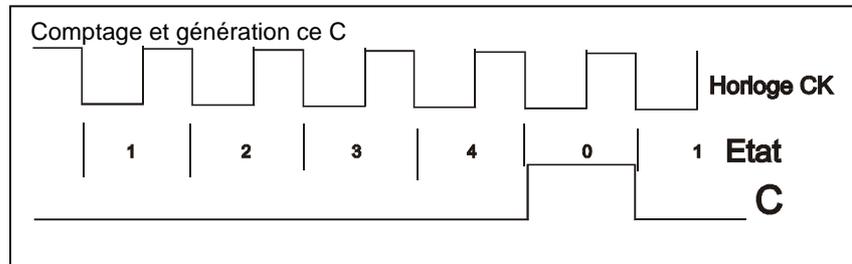
3° Compteur décompteur avec retenues B et C

Ce circuit diviseur par K peut compter (passage d'un état au suivant dans l'ordre 1 2 3 4 ...) ou décompter suivant que le signal DU vaut 0 ou 1 .Lorsque DU=0 (comptage) une retenue C est délivrée lors du passage de 111... 111 à 000...000 .

Lorsque DU=1 (décomptage) une retenue B (Borrow) est délivrée lors du passage de 000...000 à 111...111.

Par exemple pour K=5 DU=0 (figure ci contre) .

Ce compteur possède une entrée d'horloge CK et une sortie S .



4° Structure d'une boucle de phase numérique utilisant le circuit 74297 (TEXAS)

Ce circuit contient les éléments suivants :

- Un compteur décompteur K programmable possédant
 - o Une entrée de consigne pour le taux de comptage 4 bits ABCD
 - o Une entrée d'horloge CK
 - o Deux sorties de retenue C (carry) et B (Borrow)
- Un diviseur par deux à ajout ou suppression d'impulsions CAS possédant :
 - o Une entrée et une sortie
 - o Deux entrées B et C reliées aux précédentes.
- Deux phasemètres
 - o Un ou exclusif
 - o Une bascule RS à fronts

A ce circuit associons 3 diviseurs classiques dont le taux de division est respectivement M N et 2N.

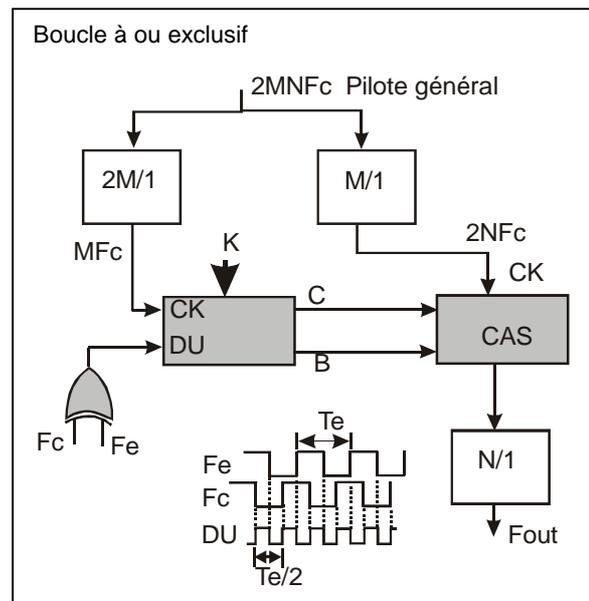
Utilisation du ou exclusif .

Le premier montage fait appel au ou exclusif .Il est représenté ci contre . L'ensemble est piloté par un signal de fréquence 2MNFc

1° Si les deux entrées B et C du CAS sont au niveau bas ce circuit divise normalement par deux et la fréquence du signal de sortie est Fout=Fc

2° Maintenant les entrées C et D du CAS sont pilotées par les sorties correspondantes du compteur programmable K dont l'entrée DU reçoit le signal issu du ou exclusif . Supposons d'abord que les deux signaux Fc et Fe appliqués à ce ou exclusif sont de même fréquence de rapport cyclique 1/2 et en quadrature . Le signal DU est alors un signal carré de rapport cyclique 1/2 et de période Te/2 .

Pendant la première demi période de DU (DU=0 comptage), de durée Te/4 le compteur K délivre $M F_c \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K}$ signaux de débordement sur



C , B restant au zéro (comptage) Mais pendant ce temps le CAS a reçu sur son entrée CK $2N F_c \frac{T_E}{4}$

auxquels viennent s'ajouter $MF_C \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K}$ tops supplémentaires soit au total sur S

$$2NF_C \frac{T_E}{4} + MF_C \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K}$$

Pendant la demi période précédente (DU=1 décomptage) le CAS reçoit le même nombre de tops $2NF_C \frac{T_E}{4}$ sur son entrée K dont il faut soustraire les $MF_C \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K}$ tops correspondant aux signaux B fournis par le compteur K qui décompte.

Sur l'ensemble d'une période T_E du signal DU le nombre d'événements actifs pour le CAS est donc :

$$2NF_C \frac{T_E}{4} + MF_C \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K} + 2NF_C \frac{T_E}{4} - MF_C \frac{T_E}{4} \cdot \frac{1}{K} = 2NF_C \frac{T_E}{2}$$

Et la sortie S $2F_C \frac{T_E}{2}$, La fréquence moyenne sur cette sortie S est donc F_C .

Sur le CAS il y a autant de tops ajoutés que soustraits car le rapport cyclique du signal DU est $\frac{1}{2}$, La fréquence de sortie sur S est celle des signaux attaquant le ou exclusif bien qu'un jitter de moyenne nulle soit présent.

3° Supposons maintenant que les deux signaux appliqués au ou exclusif en restant de même fréquence soient déphasés de $\pi/2 + \Delta\phi$

Le signal DU est au niveau haut pendant

$$\text{une durée } \frac{T_E}{4} \left(\frac{\pi/2 + \Delta\phi}{\pi/2} \right) = \frac{T_E}{4} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right)$$

Et au niveau bas pendant

$$\frac{T_E}{4} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right)$$

Les durées pendant lesquelles K compte et décompte ne sont plus égales.

- Pendant la durée de comptage (DU=0) le CAS reçoit sur son entrée CK :

$$2NF_C \frac{T_E}{4} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right) \text{ tops auxquels il faut}$$

ajouter ceux qui sont créés par les transitions de C soit :

$$2NF_C \frac{T_E}{4} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right) + \frac{MF_C F_E}{K} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right)$$

-Pendant le décomptage (DU=1) le CAS reçoit : $2NF_C \frac{T_E}{4} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right)$ dont il faut soustraire les tops dus aux transitions de B, soit au total :

$$2NF_C \frac{T_E}{4} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right) - \frac{MF_C F_E}{K} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \right)$$

Pendant une période du signal DU le nombre de tops actifs pour le CAS est alors :

$$2NF_C \frac{T_E}{2} - \frac{MF_C \Delta\phi}{2K \pi/2}$$

et moitié moins en sortie S. La fréquence moyenne à la sortie du diviseur est donc :

$$F_{out} = F_C - \frac{MF_C \Delta\phi}{2KN \pi/2}$$

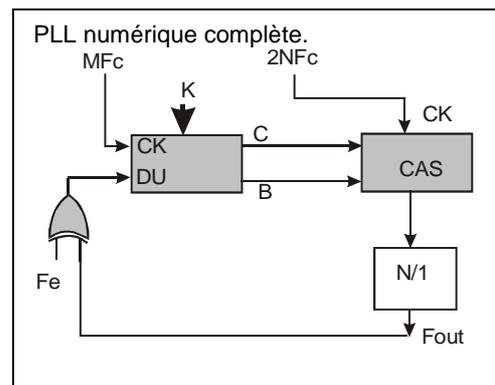
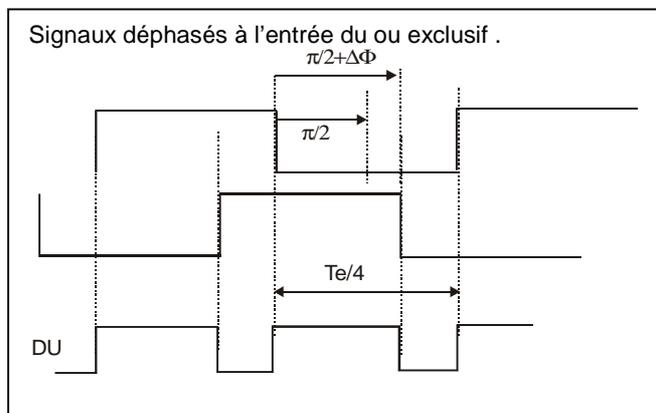
Le décalage de phase a provoqué un décalage de fréquence de

$$\Delta F_{out} = - \frac{MF_C \Delta\phi}{2KN \pi/2}$$

Dans le cas d'une PLL analogique on avait écrit

$$\Delta f = a \Delta v \quad \Delta v = b \Delta\phi \quad \text{d'où } \Delta f = ab \Delta\phi$$

le produit ab qui est la fréquence de coupure de la boucle vaut par analogie pour une PLL numérique





$$ab = \frac{MF_c}{KN\pi}$$

4° Boucle fermée.

Il suffit de connecter la sortie du diviseur par N à l'une des entrées du ou exclusif. Si $F_e = F_c = F_{out}$ et que F_e et F_{out} sont en quadrature DU compte et décompte des temps égaux les tops ajoutés et supprimés par le CAS se compensent et $F_c = F_{out}$. Le système est équilibré. Si F_e augmente la sortie du ou exclusif cesse d'être symétrique la compensation précédente d'existe plus. Des impulsions supplémentaires en surnombre sont créés au niveau du CAS et la fréquence moyenne e F_{out} est augmentée jusqu'à établissement d'un nouvel équilibre pour lequel $F_{out} = F_e$

Utilisation du comparateur RS à fronts.

Les évènements utiles sont les fronts de descente des signaux appliqués aux entrées. Le signal de sortie appliqué à l'entrée DU est de rapport 1/2 si les deux signaux à l'entrée du RS sont en opposition de phase. Attention ces signaux ne sont pas nécessairement de rapport cyclique 1/2 et la phase est déterminée par la position relative des seules transitions descendantes.

Si le déphasage est différent de π , par exemple $\pi + \Delta\phi$ le signal DU – est au niveau bas pendant une durée :

$$\frac{T_E}{2} \left(1 - \frac{\Delta\phi}{\pi}\right) = T_L$$

et au niveau haut pendant :

$$\frac{T_E}{2} \left(1 + \frac{\Delta\phi}{\pi}\right) = T_H$$

Pendant la durée T_L ou K compte il fournit $\frac{MF_c T_L}{K}$ transitions de C pendant que l'entrée de CAS reçoit $2NF_c T_L$ tops. Le nombre de signaux actifs pour le CAS est donc

$$\left(2NF_c + \frac{MF_c}{K}\right) T_L$$

De même pendant qu'il décompte ce nombre est

$$\left(2NF_c - \frac{MF_c}{K}\right) T_H$$

soit au total pour une période de DU :

$$\left(2NF_c + \frac{MF_c}{K}\right) T_L + \left(2NF_c - \frac{MF_c}{K}\right) T_H = 2NF_c T_E - T_E \frac{\Delta\phi}{\pi} \cdot \frac{MF_c}{K}$$

et après la division par N :

$$F_{out} = F_c - \frac{MF_c}{2\pi NK} \Delta\phi$$

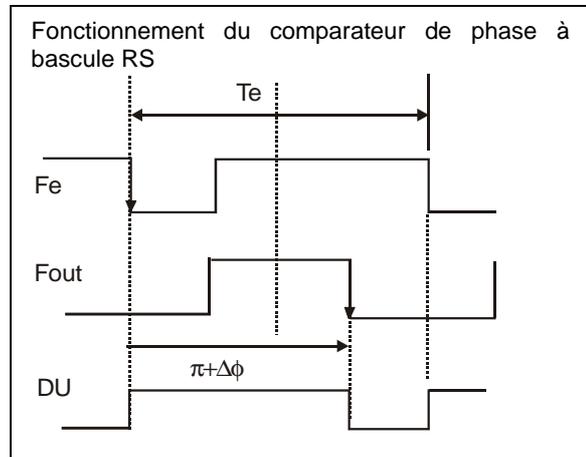
le coefficient $ab = \frac{MF_c}{2\pi NK}$ est moitié moindre que dans le cas précédent, mais l'excursion possible de phase est double ($\pm\pi$ au lieu de $\pm\pi/2$). Le Δf_{max} est le même.

Choix des paramètres M N K

Lorsque la boucle est accrochée $F_{out} = F_e$ et cette égalité ne fait pas intervenir les taux de division. Cependant :

- La constante de temps de la boucle $1/ab$ est proportionnelle à NK/M , c'est le premier critère de choix.
- L'écart de phase étant au maximum $\pm\pi/2$ (cas du ou exclusif) ou $\pm\pi$ (bascule RS) l'écart maximal de fréquence est :

$$\pm\Delta F_{max} = \frac{MF_c}{2NK} \text{ c'est le second critère de choix.}$$



- Le troisième critère porte sur le bruit de phase. Le signal de sortie du CAS change d'état soit sur un front de l'horloge CK, fréquence $2NF_C$, soit sur l'un des fronts ajoutés intercalés entre les précédents. Les fronts du signal de sortie sont donc décalés au maximum de \pm une demi période de l'horloge CK. Après division par N cette incertitude devient $\pm 1/2N$ de la période du signal de sortie. C'est à dire une incertitude de phase (gigue de phase) de $\pm \pi/N$, il y a donc intérêt à choisir un taux de division N le plus grand possible. Mais cela oblige, pour un écart maximal de fréquence donné à prendre M grand..

D'autre part lorsque la boucle est à l'équilibre avec $F_E = F_{out}$ le signal DU est symétrique. Le compteur K compte et décompte pendant des temps égaux. Les signaux C et B générés provoquent une gigue de phase de moyenne nulle. Si pendant la durée T_E/K où JK compte ou décompte le nombre d'impulsions qui lui parviennent est inférieur à sa capacité, les retenues n'apparaissent jamais et le signal de sortie ne présente aucun saut de phase. Ceci se produit si :

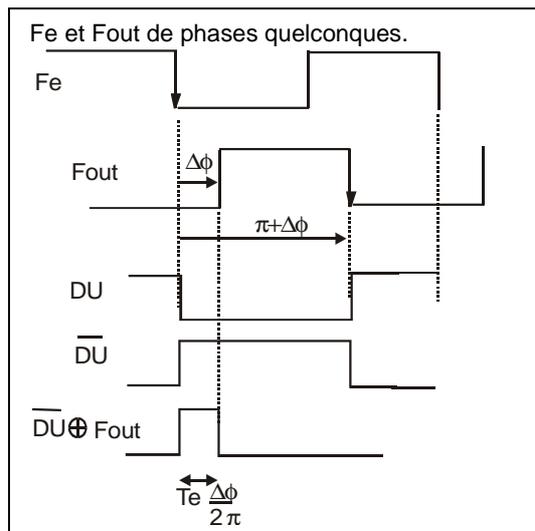
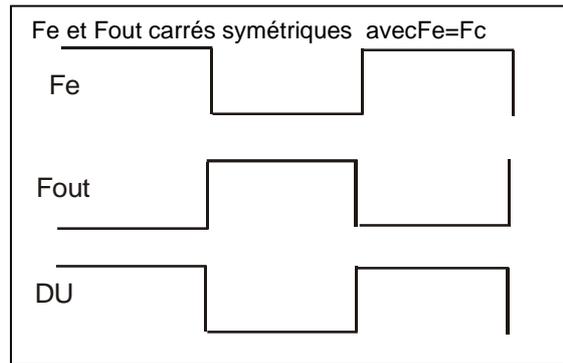
$$\frac{MF_C T_E}{4} < K \text{ dans le cas du ou exclusif ou } \frac{MF_C T_E}{2} < K \text{ pour le RS}$$

or $T_E = \frac{1}{F_{out}} = \frac{1}{F_C}$ soit pour le ou exclusif $K > M/4$, ou pour le RS $K > M/2$.

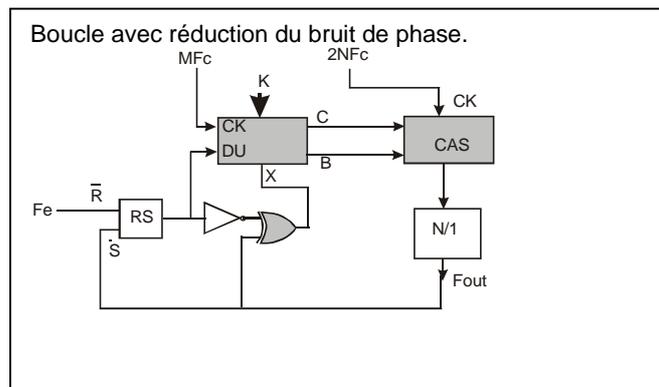
Réduction du bruit de phase

Lorsque la boucle est accrochée avec $F_E = F_C$ le compteur K compte et décompte pendant des durées égales et globalement les deux effets s'annulent, le seul résultat de ce va et vient est l'apparition d'un bruit de phase nuisible et inutile. Il serait intéressant de bloquer le compteur K de façon qu'aucune retenue C ou B ne soit générée.

Plaçons nous dans le cas du phasemètre à bascule RS. Supposons que les signaux F_E et F_{out} soient de rapport cyclique $1/2$ (ce qui n'est pas obligatoire avec ce phasemètre RS) alors F_{out} et DU sont en opposition de phase et l'on peut écrire : $F_{out} \oplus DU = 0$. Créons ce ou exclusif et injectons le à l'entrée de blocage du compteur K, ce dernier cesse de fonctionner, le CAS ne reçoit plus de retenues et la gigue de phase disparaît. Que devient alors le fonctionnement de la boucle si F_E et F_{out} cessent d'être en opposition de phase. ?



Si la différence de phase entre F_E et F_{out} vaut $\pi + \Delta\phi$, le compteur K n'est actif que lorsque le signal $X = F_{out} \oplus DU$ est au niveau haut c'est à dire pendant



une durée $T_E \frac{\Delta\phi}{2\pi}$, il reçoit alors $MF_C T_E \frac{\Delta\phi}{2\pi}$ tops

d'entrée et délivre $MF_C T_E \frac{\Delta\phi}{2\pi} \frac{1}{K}$ retenues C.

Pendant une durée TE le CAS reçoit un nombre d'impulsions utiles



: $2NF_c T_E - \frac{MF_c \Delta\phi}{K 2\pi}$ soit à la sortie du diviseur une fréquence moyenne :

$$F_c - \frac{MF_c \Delta\phi}{2NK 2\pi}$$

et un décalage de fréquence : $\frac{MF_c \Delta\phi}{2NK 2\pi}$

Il n'y a plus comptage et décomptage qui se compensent mais des ajouts ou suppressions juste nécessaires pour créer l'écart de fréquence. Le schéma de la boucle de phase construite sur ce principe est représenté ci contre. Rappelons que cela ne fonctionne que si le signal Fout est de rapport cyclique $\frac{1}{2}$ c'est à dire que le taux de division N est pair.

Il faut remarquer que le signal issu du comparateur de phases est exploité directement par le compteur K qui modifie immédiatement son taux de comptage ou décomptage sans qu'aucune intégration ne soit nécessaire. Les zones d'accrochage et de tracking sont donc confondues, c'est un avantage des PLL numériques, les inconvénients sont bien sûr une limitation en fréquence car M et N doivent être assez élevés, les circuits travaillent donc à une fréquence très supérieure à celle de la boucle, enfin la gigue de phase ne permet pas d'obtenir une grande pureté spectrale.

Bibliographie :

Documentation TEXAS circuit 74LS197

Les PLL numériques Radio Plans N° 519 / 520 Janv / Fev 1991

Les boucles à verrouillage de phase numériques Electronique Applications N° 56