



HAL
open science

Diviseurs de fréquence numériques régénératifs fractionnaires appliqués à la division faible bruit d'un oscillateur opto-électronique

Arnaud Collet, Éric Tournier

► **To cite this version:**

Arnaud Collet, Éric Tournier. Diviseurs de fréquence numériques régénératifs fractionnaires appliqués à la division faible bruit d'un oscillateur opto-électronique. Journées Nationales Micro-ondes, Jun 2022, Limoges, France. hal-03644464

HAL Id: hal-03644464

<https://laas.hal.science/hal-03644464v1>

Submitted on 19 Apr 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Diviseurs de fréquence numériques régénératifs fractionnaires appliqués à la division faible bruit d'un oscillateur opto-électronique

Arnaud Collet¹, Éric Tournier¹

¹LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, UPS, Toulouse, France
tournier@laas.fr

Résumé — Une nouvelle architecture de diviseur numérique régénératif fractionnaire utilisable à haute fréquence est proposée et validée au travers de la mesure sur une référence opto-électronique à 30 GHz. Trois diviseurs ont été conçus, avec des rapports de 1,25, 2,5 et 4,5. Les mesures des spectres et du bruit de phase autour du fondamental des fréquences de sortie montrent le potentiel de cette architecture pour la création de synthèses de fréquence fractionnaires à bas bruit de phase. Le diviseur par 1,25 est ainsi quasi transparent avec un bruit de phase en sortie de -113 dBc/Hz à 1 kHz du fondamental à 24 GHz. Le diviseur par 4,5 offre les meilleures performances à -117 dBc/Hz à 1 kHz du fondamental à 6,667 GHz.

1. Introduction

On voit apparaître depuis quelques années des références de fréquence basées sur des oscillateurs opto-électroniques couplés (COEO) possédant un très bon bruit de phase à fréquence élevée (quelques dizaines de gigahertz, ici 30 GHz). Elles permettent alors d'effectuer des synthèses vers les bandes L, S, C, X, Ku ou K par *division* de fréquence plutôt que par *multiplication* comme dans le cas des boucles à verrouillage de phase (PLL), dont les références sont au maximum de quelques centaines de mégahertz. Par rapport à une multiplication de fréquence, la division est avantageuse sur bien des aspects :

- elle est facilement programmable dans ses déclinaisons numériques ;
- elle améliore le bruit de phase de $-20 \log N$ au lieu de le dégrader en $+20 \log N$ (N étant le rapport de division ou de multiplication) ;
- une multiplication programmable est en fait une division programmable, placée dans une contre-réaction de PLL pour être « inversée ».

S'agissant de rapports *fractionnaires*, on parle essentiellement de PLL (et donc de multiplications) fractionnaires, composées de diviseurs fractionnaires, mais qui ne sont jamais utilisés seuls, ils restent toujours « inversés » par la contre-réaction d'une PLL. On peut ainsi citer les architectures $\Sigma\Delta$, que leur complexité rend difficilement transposable à plusieurs dizaines de gigahertz.

Dans cet article, nous proposons une nouvelle architecture de diviseur fractionnaire, basé sur un principe régénératif numérique inspiré de la division régénérative analogique de Miller, et capable de fonctionner à haute fré-

quence, ici à 30 GHz. Le diviseur de fréquence régénératif de Miller est un système bouclé qui réalise une division entière ou fractionnaire de la fréquence d'entrée, et dont le principe est illustré dans sa version la plus générale par la fig. 1 [1]. Dans cette topologie, deux non-linéarités

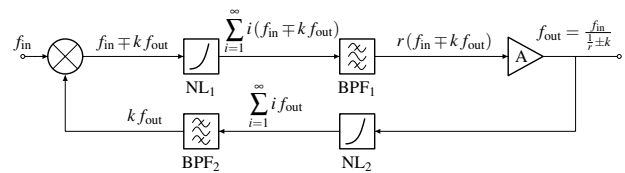


FIG. 1 – Division régénérative de Miller

(NL) sont utilisées pour générer des harmoniques de leurs fréquences d'entrée, suivies de deux filtres passe-bande (BPF) pour en sélectionner un de rang r dans la chaîne directe, et un de rang k dans la contre-réaction.

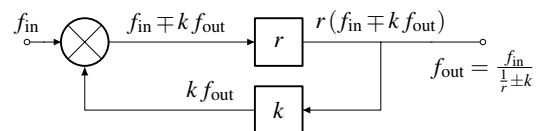


FIG. 2 – Vision simplifiée du diviseur régénératif

Ce schéma peut être avantageusement simplifié, uniquement pour le raisonnement, par celui de la fig. 2, qui permet d'obtenir la relation entre f_{in} et f_{out} :

$$f_{out} = \frac{r}{1 \pm kr} f_{in} = \frac{1}{\frac{1}{r} \pm k} f_{in} \quad (1)$$

Cependant, chaque multiplicateur (r ou k) reste composé de deux fonctions, la non-linéarité et le filtre, ce qui le rend difficilement programmable. Ainsi, il apparaît qu'avec cette topologie générale, le diviseur régénératif offre la possibilité de réaliser des rapports de division fractionnaires, k fixant la partie entière, et r sa partie décimale. La division est fractionnaire dès que $r \neq 1$.

Nous avons eu l'idée de remplacer ces multiplicateurs par des diviseurs, comme sur la fig. 3. Les diviseurs ne nécessitent pas de filtre, au contraire des multiplicateurs, et peuvent facilement être rendus programmables. En effectuant une

recherche bibliographique pour voir si l'idée avait déjà été exploitée, nous avons trouvé quelques occurrences s'en approchant dans la littérature [2–5]. Cependant, dans ces versions subsiste un mélangeur en entrée, suivi d'un filtre pour ne garder qu'une des deux fréquences du mélange. Dans notre cas, nous remplaçons également le mélangeur d'entrée par un OU-exclusif, pour une approche totalement numérique (fig. 4) : nous économisons donc aussi le filtre, nécessaire en sortie d'un mélangeur. Le rapport de

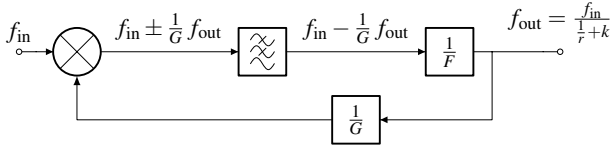


FIG. 3 – Multiplieurs (2x(NL+BPF)) remplacés par des diviseurs dans une perspective analogique

division de la chaîne directe fixe la partie entière du rapport de division total, et le rapport de la chaîne de contre-réaction fixe sa partie décimale. L'interrupteur SW est virtuel et ne sert que pour comprendre le fonctionnement.

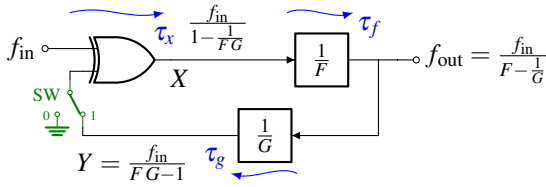


FIG. 4 – Diviseur régénératif fractionnaire proposé dans une perspective numérique avec un rapport de division $F - \frac{1}{G}$

2. Description du diviseur proposé

Un OU-exclusif inverse sa sortie dès qu'une de ses deux entrées est inversée, et reste inchangé si ses deux entrées commutent simultanément. Nous supposons que tous les diviseurs fonctionnent sur front montant (FM), et que chaque élément impose un temps de propagation dans la chaîne (τ_i). Nous raisonnerons sur le chronogramme de la fig. 5 pour lequel $F = 4$ et $G = 2$. Le diviseur de la chaîne directe génère un FM sur f_{out} tous les F FM sur X . Le diviseur de la chaîne retour génère quant à lui un FM sur Y tous les G FM sur f_{out} . Si l'interrupteur SW est en position 0 (signal vert de la fig. 5), le signal Y change d'état deux fois sur sa période, égale à FGT_{in} , un FM et un front descendant (FD). Mais l'interrupteur SW étant en position 1 en fonctionnement normal, ces deux changements d'état sont renvoyés en entrée du OU-exclusif, et induisent deux inversions supplémentaires sur X (repérées en rouge sur la fig. 5), accélérant chacune le comptage d'une demi-période d'horloge T_{in} , et donc d'une période au total : ainsi, on voit 8 FM sur le signal X là où il n'y en aurait eu que 7 avec SW à 0. On peut alors écrire :

$$T_Y = (FG - 1)T_{in} \Leftrightarrow f_Y = \frac{f_{in}}{FG - 1} \quad (2)$$

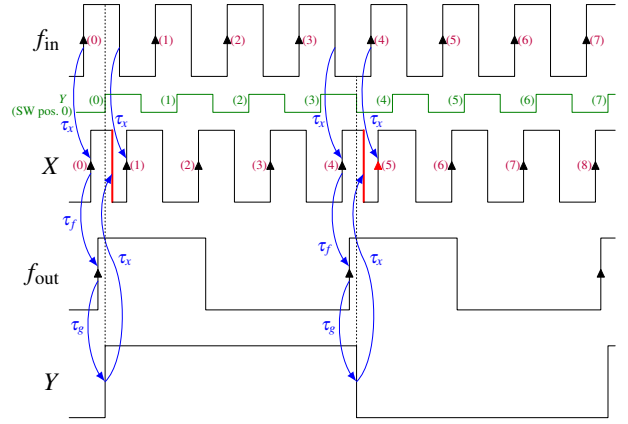


FIG. 5 – Analyse temporelle du cas d'un rapport $F - \frac{1}{G}$

et donc en sortie :

$$f_{out} = Gf_Y = \frac{G}{FG - 1} f_{in} = \frac{f_{in}}{F - \frac{1}{G}} \quad (3)$$

Cependant, si l'on augmente trop la fréquence f_{in} et que sa demi-période se rapproche trop du cumul des temps de propagations $\tau_x + \tau_f + \tau_g$, au lieu d'assister à deux inversions supplémentaires de X (en rouge sur la fig. 5) on assiste au contraire à une double annulation d'inversions de X (l'inversion de Y s'aligne sur l'inversion suivante de f_{in} , annulant donc l'inversion sur X en sortie du OU-exclusif), ralentissant chacune le comptage de deux demi-périodes T_{in} (fig. 6). Sur le même modèle que précédemment, les équations deviennent alors :

$$f_Y = \frac{f_{in}}{FG + 1} \quad (4)$$

$$f_{out} = \frac{G}{FG + 1} f_{in} = \frac{f_{in}}{F + \frac{1}{G}} \quad (5)$$

Autrement dit tous les « - » sont devenus des « + ». Et la fig. 4 devient la fig. 7. Il faut bien remarquer que les

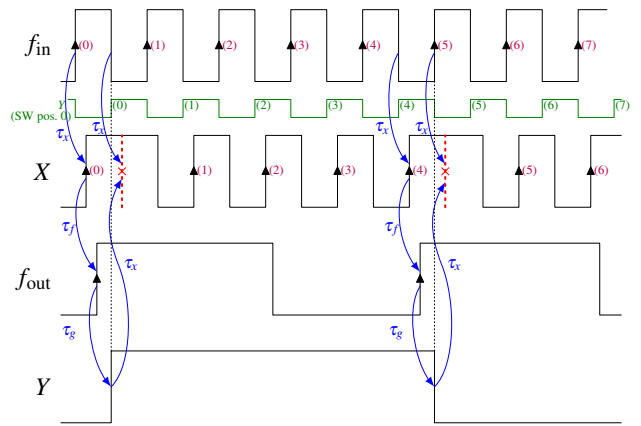


FIG. 6 – Analyse temporelle du cas d'un rapport $F + \frac{1}{G}$

fréquences avec les « - » et celles avec les « + » sont *exclusives* les unes des autres au contraire d'un mélangeur en

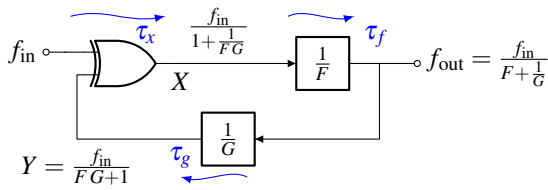


FIG. 7 – Diviseur régénératif fractionnaire de rapport $F + \frac{1}{G}$

F, G	f_Y^{BF}	f_Y^{HF}	$f_{\text{out}}^{\text{BF}}$	$f_{\text{out}}^{\text{HF}}$
$F = 1, G = 4$	$\frac{f_{\text{in}}}{3}$	$\frac{f_{\text{in}}}{5}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{3}{4}}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{5}{4}}$
$F = 2, G = 2$	$\frac{f_{\text{in}}}{3}$	$\frac{f_{\text{in}}}{5}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{3}{2}}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{5}{2}}$
$F = 4, G = 2$	$\frac{f_{\text{in}}}{7}$	$\frac{f_{\text{in}}}{9}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{7}{2}}$	$\frac{f_{\text{in}}}{\frac{9}{2}}$

TAB. 1 – Fréquences dans les trois diviseurs

sortie duquel les fréquences somme et différence sont présentes *simultanément* en sortie, ce qui nécessite un filtre pour éliminer l'une des deux. Ici, aucun filtre n'est nécessaire. Des équations, il est facile de voir que la fréquence la plus basse (fondamentale) est Y , la sortie f_{out} en est le G^{e} harmonique.

En augmentant encore la fréquence, on change de nouveau l'alignement des fronts, et on pourrait s'attendre à revenir à un rapport $F - \frac{1}{G}$. En pratique, les temps de montée et descente deviennent alors non négligeables et ne permettent plus de distinguer les 0 et 1 logiques, conduisant à la fréquence maximale de fonctionnement.

La fréquence seuil de commutation du rapport de division n'est pas déterministe, elle change avec les temps de propagation. Par contre, les deux rapports sont eux parfaitement déterministes, et en prenant une marge sur la fréquence seuil pour éviter les variations technologiques, nous sommes certains des rapports obtenus.

3. Résultats expérimentaux à 30 GHz

Plusieurs diviseurs numériques régénératifs fractionnaires ont été conçus en technologie BiCMOS SiGe 130 nm. Ils utilisent un OU-exclusif en technologie ECL en entrée, ainsi que des diviseurs par 2, éventuellement associé en série de deux pour faire un diviseur par 4, comme donné tab. 1. Pour leur caractérisation, nous avons utilisé comme fréquence de référence à diviser un COEO à 30 GHz [6]. Les fréquences présentes dans le diviseur de-

F, G avec $f_{\text{in}} = 30\text{GHz}$	f_Y	f_{out}
$F = 1, G = 4$	6	24
$F = 2, G = 2$	6	12
$F = 4, G = 2$	3,333	6,667

TAB. 2 – Application numérique du tab. 1 pour $f_{\text{in}} = 30\text{GHz}$

viennent alors celles du tab. 2 : la fréquence de 30 GHz étant très élevée, on se trouve au-delà de la fréquence seuil de commutation de rapports, ce sont donc les fréquences avec le « + » (éq. 4 et 5). Les fig. 8, 9 et 10 présentent le spectre en sortie de chacun de ses diviseurs. Dans ces versions préliminaires, aucun buffer de sortie n'a été conçu, d'où la faible puissance de sortie. Les signaux étant nu-

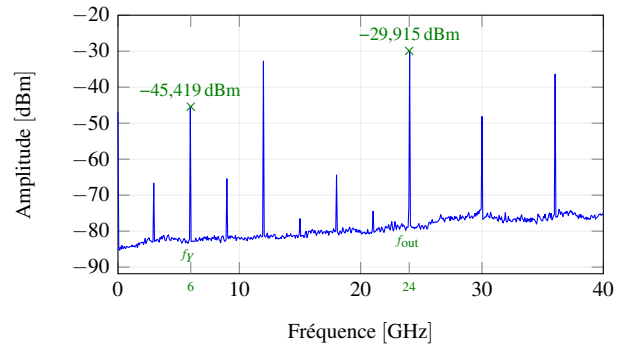


FIG. 8 – Spectre en sortie du diviseur pour $F = 1, G = 4$

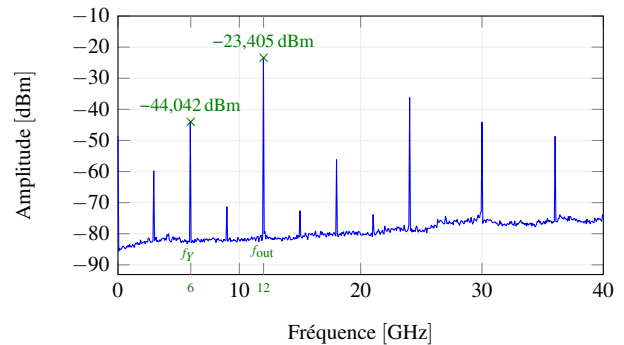


FIG. 9 – Spectre en sortie du diviseur pour $F = 2, G = 2$

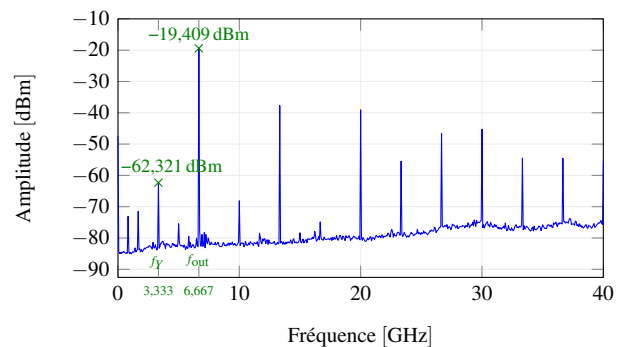


FIG. 10 – Spectre en sortie du diviseur pour $F = 4, G = 2$

mériques donc carrés dans l'idéal (fig. 5 et 6), on note la présence d'un cortège d'harmoniques des différentes fréquences mises en jeu. Les fig. 11, 12 et 13 montrent le bruit de phase mesuré autour du fondamental de la fréquence de sortie, auquel on a ajouté le bruit de phase de

la référence transposé à la fréquence de sortie (c.-à-d. avec une division parfaite sans bruit propre), ainsi que les résultats de simulation. Le premier diviseur ($F = 1, G = 4$) est transparent du point de vue de son bruit propre, puisque le bruit de phase en sortie (en rouge) est quasiment le même que dans le cas d'une division idéale (en bleu). C'est un diviseur donc la sortie est directement reliée à la sortie du OU-exclusif ($F = 1 \Leftrightarrow$ pas de diviseur dans la chaîne directe). Le diviseur à 4,5 laisse apparaître son bruit propre, qui rehausse le bruit de phase en sortie d'environ 10 dB entre 1 kHz et 6 MHz de la porteuse. C'est normal étant donné que la fréquence en sortie du diviseur 4,5 est plus basse que celle du diviseur 1,25 donc le bruit de phase transposé du COEO y est plus bas et laisse donc voir celui du diviseur. Il n'y a que le diviseur 2,5 qui, avec sa dégradation de 15 dB entre 1 kHz et 6 MHz de la porteuse apparaît le moins bon : son bruit devrait être meilleur que celui du diviseur par 4,5, car il a par rapport à lui un diviseur par 2 en série de plus dans sa chaîne directe (fig 14).

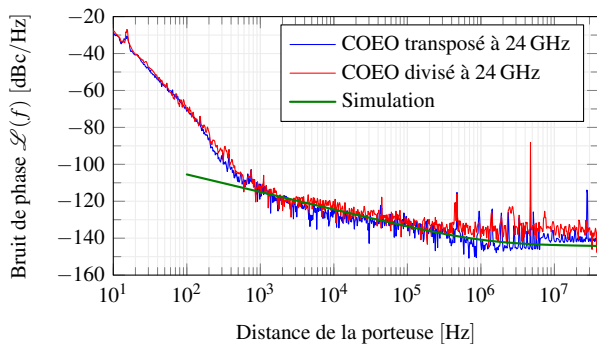


FIG. 11 – Bruit de phase du diviseur $F = 1, G = 4$

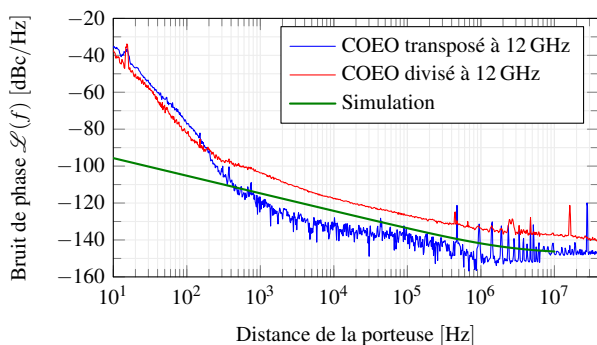


FIG. 12 – Bruit de phase du diviseur $F = 2, G = 2$

4. Conclusion

Une architecture de diviseur numérique régénératif fractionnaire utilisable à haute fréquence a été présentée et validée au travers de la mesure, sur une référence opto-électronique à 30 GHz, de trois versions avec des rapports 1,25, 2,5 et 4,5. Les mesures du bruit de phase autour du fondamental des fréquences de sortie montre le potentiel

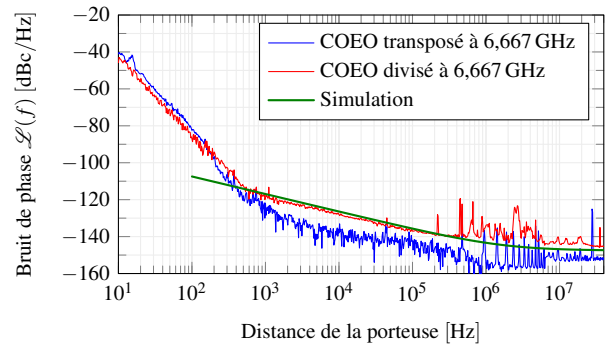


FIG. 13 – Bruit de phase du diviseur $F = 4, G = 2$

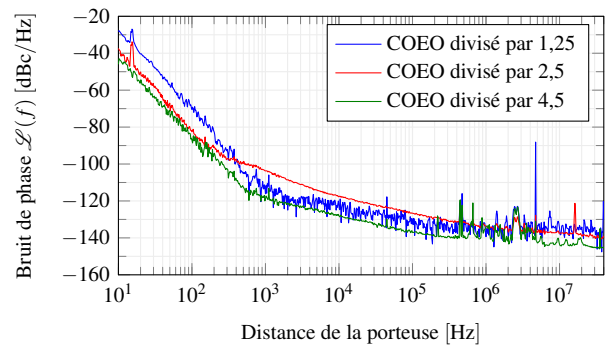


FIG. 14 – Comparaison des bruits de phase du COEO divisé

de cette architecture pour la création de synthèse de fréquence fractionnaire à bas bruit de phase. L'utilisation de diviseurs numériques permet de rendre programmable le rapport de division global, et le OU-exclusif permet de s'affranchir du filtre nécessaire en sortie de mélangeur pour ne garder qu'une des deux fréquences du mélange.

Cette étude a reçu le soutien du CNES, de la région Occitanie et de la DGA.

Références

- [1] R. Miller, "Fractional-frequency generators utilizing regenerative modulation," *Proceedings of the IRE*, vol. 27, no. 7, pp. 446–457, Jul. 1939.
- [2] C.-C. Lin and C.-K. Wang, "A regenerative semi-dynamic frequency divider for mode-1 MB-OFDM UWB hopping carrier generation," in *International Solid-State Circuits Conf.* San Francisco, CA : IEEE, 2005, pp. 206–207.
- [3] Y.-F. Kuo and R.-M. Weng, "Regenerative frequency divider for 14 sub-band UWB applications," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 2, p. 111, 2008.
- [4] M. Farazian *et al.*, *Fast Hopping Frequency Generation in Digital CMOS*. New York, NY : Springer, 2013.
- [5] Y. S. Lin *et al.*, "Ultra-Wide Locking Range Regenerative Frequency Dividers With Quadrature-Injection Current-Mode-Logic Loop Divider," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 179–181, Mar. 2014.
- [6] A. Ly *et al.*, "Highly spectrally pure 90 GHz signal synthesis using a coupled optoelectronic oscillator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, no. 14, pp. 1313–1316, Jul. 2018.