

Évolution et révolution des circuits de synthèse de fréquence : comment la technologie PLL/VCO a permis d'augmenter les performances, de réduire les dimensions et de simplifier le cycle de conception

Ian Collins, ingénieur en applications système, et David Mailloux, ingénieur d'application des produits, Analog Devices

Au fil des années, la génération des hyperfréquences (*microwave frequencies*) a posé de nombreux problèmes aux ingénieurs, nécessitant de leur part une solide connaissance des technologies électroniques analogiques, numériques, radio (RF) et, bien sûr, hyperfréquences, au premier rang desquelles les boucles à verrouillage de phase (PLL — *Phase-Locked Loops*) et les oscillateurs commandés en tension (VCO — *Voltage-Controlled Oscillators*). Sans oublier le recours à des fonctions de filtrage ajustable, d'amplification large bande et d'égalisation du gain.

Le présent article fait le point sur les avancées accomplies ces dernières années dans la conception des circuits hyperfréquences, grâce auxquelles la technologie des oscillateurs commandés en tension VCO sur silicium à faible bruit de phase peut désormais couvrir une gamme de fréquences d'une octave. La présence de diviseurs en sortie sur le même circuit intégré permet de couvrir plusieurs octaves à des fréquences plus basses, et l'utilisation de multiplicateurs de générer des fréquences pouvant atteindre 32 GHz en utilisant un seul et unique circuit intégré. Grâce aux progrès dont bénéficient les synthétiseurs PLL à diviseur fractionnaire par N, la gigue efficace (rms) globale aux hyperfréquences peut à présent descendre à 60 fs, avec une résolution de fréquence infinitésimale et des tonalités parasites réduites. Il est possible d'associer des filtres large bande à faibles pertes d'insertion à ces circuits PLL/VCO dans le but d'améliorer les performances spectrales dans l'ensemble du système. En d'autres termes, le défi que représente la création d'oscillateurs locaux fonctionnant en hyperfréquences et en ondes millimétriques est considérablement simplifié.

Introduction

Les oscillateurs locaux (LO) constituent un organe essentiel des applications modernes, que ce soit dans le domaine des communications, de l'automobile, de l'industrie ou de l'instrumentation. Qu'il s'agisse de transposer des fréquences entre la bande de base et les fréquences radio (RF) ou l'inverse, de générer des fréquences de rampe pour les radars automobiles, de détecter des matériaux ou développer l'instrumentation nécessaire pour construire et tester les circuits destinés à ces applications, les oscillateurs locaux sont présents dans de nombreux aspects de notre vie. Les progrès enregistrés dans les technologies de conception et de fabrication ont contribué à réduire le coût, la complexité et la surface occupée par ces circuits ; par ailleurs la qualification (*design-in*) des oscillateurs locaux est dans une large mesure simplifiée par l'utilisation de circuits intégrés modernes venus remplacer les solutions de générations précédentes qui nécessitaient un mélange de technologies actives et passives.

Par le passé, la majorité des oscillateurs locaux pour applications de communication 2G (GSM, par exemple) utilisaient des boucles à verrouillage de phase (PLL) à diviseur par nombre entier (*N-integer*) similaires à l'[ADF4106](#) d'Analog Devices, ainsi qu'un VCO bande étroite en boîtier T (par exemple, l'oscillateur VCO190-1846T). En raison de leur facteur de qualité (Q) élevé, ces oscillateurs VCO permettaient, dans la plupart des cas, de répondre aux spécifications exigeantes

de ce standard en matière de bruit de phase. Les téléphones portables ne reconnaissaient généralement qu'une seule et unique norme de communications sans fil, laquelle se caractérisait typiquement par des débits limités (ce qui n'a pas empêché les appareils de l'époque de s'imposer sur le marché grâce à l'excellente couverture permise par les réseaux 2G). Les oscillateurs locaux des stations de base étaient souvent des modules constitués d'un amalgame de circuits intégrés et de sous-modules VCO, comme le montre la figure 1.

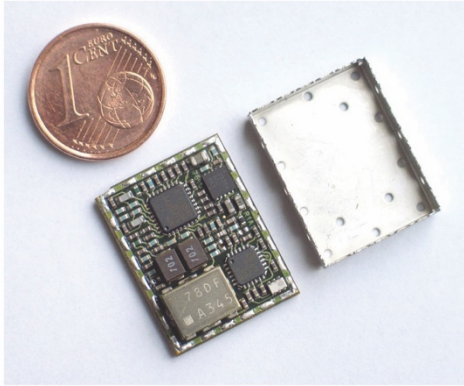


Figure 1. Module oscillateur local pour communications sans fil.

L'augmentation de la demande de débits de transmission OTA (*Over The Air*) et de la compatibilité avec différentes normes mondiales de communications sans fil a favorisé le développement d'oscillateurs VCO large bande permettant d'étendre la couverture en fréquences et de prendre en charge une partie du spectre de fréquences nouvellement disponible plus importante qu'avec les oscillateurs VCO en bande étroite. Les réseaux de backhaul hyperfréquences supportant ce débit ont également fait l'objet de pressions pour prendre en charge des vitesses de modulation supérieures, ainsi que pour être configurés plus facilement pour différentes plages et normes. L'objectif était de permettre aux opérateurs de réseaux de réduire leurs activités d'ingénierie tout en améliorant leur retour sur investissements. En appui du développement de ces réseaux, les analyseurs de signaux typiques utilisaient des oscillateurs et des filtres à YIG (grenat à l'yttrium ferreux) lourds et encombrants qui utilisaient une technologie tout aussi peu pratique.

Amélioration des oscillateurs VCO

Le principal défi technique auquel devaient se mesurer les développeurs d'oscillateurs VCO hyperfréquences intégrés en silicium était lié à la limitation possible du facteur Q sur les procédés de fabrication de wafer existants. Dans de nombreux cas, le facteur Q chutait de plusieurs centaines - cas typique des inductances bobinées utilisées dans les VCO à boîtier T — à un peu plus de 10, avec à la clé un impact significatif sur le bruit de phase en raison des contraintes imposées par l'équation de Leeson. Selon cette formule, le bruit de phase L_{PM} (équation 1) a une relation en inverse au carré avec un facteur Q (VCO) plus élevé et, par extension, une gamme de fréquences plus basse.

$$L_{PM} = 10 \log \left[\frac{FkT}{A} \frac{1}{8Q_L^2} \left(\frac{f_O}{f_m} \right)^2 \right] \quad (1)$$

Les oscillateurs VCO large bande à noyau unique fabriqués en arséniure de gallium (AsGa) ou en silicium-germanium (SiGe) ont résolu le problème de la plage de tension par rapport au bruit en étendant la plage de réglage de 5 V (généralement disponible dans la plupart des pompes de charge PLL en silicium) à 15 V, voire 30 V. En d'autres termes, le facteur Q du résonateur pouvait rester identique, mais la capacité de réglage étendue de la diode varicap (*varactor*) présentait une gamme élargie sans dégradation du bruit de phase. Cette plage de réglage étendue a soulevé un défi qui a pu être résolu en utilisant des filtres passe-bas actifs, transposant la tension de la

pompe de charge (typiquement 5 V) à 15 V ou 30 V (voir la plage de réglage de l'oscillateur commandé en tension [HMC733](#) en figure 2). Ces filtres actifs requièrent l'utilisation d'amplificateurs opérationnels avec des tensions élevées et des faibles bruits. Un oscillateur local hyperfréquences typique est par conséquent composé d'une boucle PLL (ADF4106) associée à un amplificateur opérationnel, un oscillateur VCO en AsGa et, dans de nombreux cas, un diviseur externe supplémentaire pour diviser le signal du VCO à la fréquence d'entrée admissible maximale de la boucle PLL, soit 6 GHz dans le cas de l'ADF4106. Les oscillateurs VCO en AsGa fonctionnaient généralement dans la bande S et au-delà, car les circuits résonateurs affichent généralement les meilleures performances au-dessus de 2 GHz. Un soin particulier devait être apporté à la conception du circuit imprimé, ce qui nécessitait un haut degré d'expertise dans les domaines de l'alimentation électrique, de l'analogique, de la RF et des hyperfréquences. La conception du filtre PLL et la simulation de ses performances nécessitaient pour leur part une grande expérience de la théorie du contrôle et de la modélisation du bruit, ainsi qu'une solide connaissance de chacun des composants utilisés. L'expérience requise n'était guère facile à acquérir, et ces différentes tâches étaient généralement confiées à des ingénieurs chevronnés possédant plusieurs dizaines d'années d'expérience en conception de matériel.

Plusieurs technologies peuvent être utilisées pour résoudre le problème que pose un facteur Q peu élevé. Dans une famille de composants telle que l'[ADF4360](#), les fils de connexion reliés aux plots de liaison fournissent un facteur Q d'environ 30. L'utilisation d'inductances métalliques épaisses a également optimisé le facteur Q, et les améliorations apportées au facteur Q de la diode varicap ont grandement contribué à accroître le facteur Q du résonateur, ainsi que le bruit de phase. Les technologies de fabrication BiCMOS utilisées pour les oscillateurs VCO et les diviseurs par N en fréquences élevées, ainsi que divers circuits logiques CMOS utilisés pour commuter différents condensateurs, ont permis de réaliser des boucles PLL et des oscillateurs VCO large bande, leurs dimensions réduites et leur plage de fréquences élargie favorisant leur rapide adoption sur le marché des communications sans fil.

Cette approche a été suivie pour de nombreux oscillateurs locaux à large bande. Un oscillateur VCO couvrant une gamme d'octaves complète présente de nombreux avantages, car un banc de diviseurs de fréquence permet de générer des fréquences dont la plus basse fréquence VCO disponible et le plus haut rapport de division disponible sont les seules limites. La décomposition de la gamme de VCO en sous-bandes, rendue possible par la commutation marche/arrêt de différents bancs de condensateurs, a marqué une percée significative dans la conception des oscillateurs VCO fabriqués en silicium. Cette technique a permis de couvrir une gamme de fréquences plus large sans affecter le bruit de phase en abaissant le facteur Q du résonateur de l'oscillateur, mais en permettant d'utiliser des pompes de charge de tension inférieure — évitant ainsi de recourir à des amplificateurs opérationnels supplémentaires qui nécessitaient également une tension d'alimentation plus élevée. D'autres améliorations ont contribué à élever le nombre de bandes VCO de quelques dizaines à plusieurs centaines ; en outre, des cœurs d'oscillateur VCO supplémentaires séparés et avec recouvrement — commutés en ouverture ou fermeture en fonction des besoins — ont été développés sur des circuits intégrés monolithiques, permettant d'optimiser encore le bruit de phase. C'est le cas du synthétiseur de fréquence [ADF4371](#) (figure 3). On remarque une nette différence entre l'oscillateur VCO à cœur unique du HMC733 (figure 2) et l'oscillateur VCO multibandes de l'ADF4371.

Sur un graphique illustrant la fréquence par rapport à V_{TUNE} , la tension d'accord V_{TUNE} du HMC733 est directement proportionnelle à la fréquence de sortie, alors que sur la figure 3, la tension d'accord se situe à quelques centaines de millivolts de la tension V_{TUNE} visée, soit 1,65 V. Grâce à la logique intelligente de sélection de bande, ou aux circuits d'étalonnage automatique, l'utilisateur n'est pas tenu d'élaborer une table de consultation (Look Up Table) des bandes par rapport à la fréquence. Il existait une marge suffisante pour garantir un fonctionnement fiable dans les plages de tension d'alimentation et, surtout, de température.

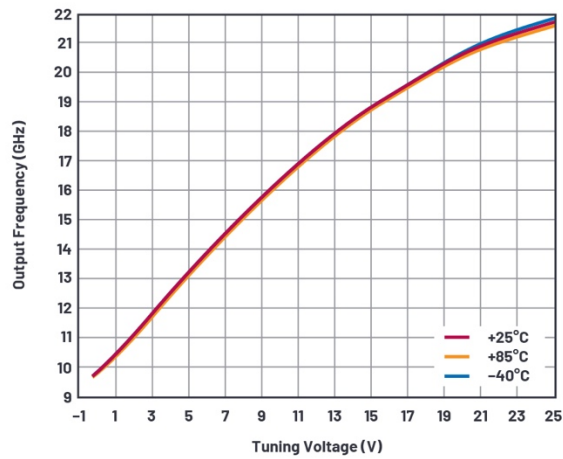


Figure 2. Plage d'accord de l'oscillateur VCO HMC733.

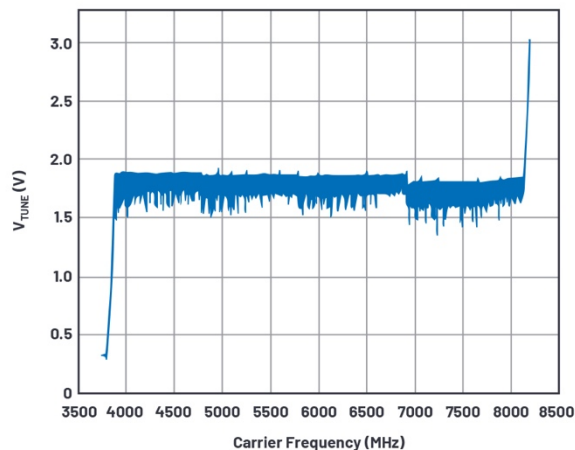


Figure 3. Fréquence par rapport à la tension d'accord du synthétiseur de fréquence ADF4371

Amélioration des boucles PLL

La demande en débits de transmission croissants a nécessité une baisse de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM — *Error Vector Modulation*) (figure 4), qui était maîtrisée par la contribution au bruit de phase intrabande d'un synthétiseur PLL dans une application sans fil en bande étroite, de sorte que le nombre N élevé requis (9 000) pour une sortie à 1,8 GHz utilisant une largeur de bande de 200 kHz avait un impact sévère dans la bande en raison de la contribution de $20\log(N)$ du diviseur par N . Des fréquences de modulation d'ordre supérieur, telles que la modulation d'amplitude en quadrature QAM 64, exigeaient une modulation EVM plus faible, ce qui a abouti au développement, à l'adoption et au déploiement de synthétiseurs à diviseur fractionnaire par N tels que les références [ADF4153A](#) et [ADF4193](#), qui découplaient la largeur de bande (channel raster) du comparateur de phase (PFD — *Phase Frequency Detector*). En d'autres termes, le bruit intrabande était considérablement réduit. Les avantages sont visibles en comparant l'ADF4106 et l'ADF4153A (figure 5 et figure 6), où le bruit intrabande à 1 kHz passe de -90 à -105 dBc/Hz. Ce calcul a été effectué à l'aide du simulateur ADIsimPLL™, qui permet de simuler toutes les boucles PLL proposées par Analog Devices.

Le synthétiseur à diviseur fractionnaire par N présentait en outre l'avantage de réduire les délais d'acquisition grâce aux bandes de boucle admissibles de largeur supérieure, rendues possibles aux fréquences PFD plus élevées. Les raies parasites (spurs) du synthétiseur fractionnaire par N ont été réduites à des niveaux acceptables grâce à divers courants de décalage sur les pompes de charge et à des fonctions de Dither sigma-delta. Les synthétiseurs de fréquence ADF4193 et ADF4153A prenaient en charge des fréquences PFD respectivement de 26 MHz et 32 MHz. Des

fréquences PFD encore plus élevées permettaient aux utilisateurs de réduire davantage l'entier N , améliorant encore la modulation EVM et facilitant l'établissement d'un plan de fréquences en raison de l'occurrence et de l'impact plus faibles des parasites IBS (*Integer Boundary Spurs*). Les topologies PLL récentes disponibles sur l'ADF4371 supportent des fréquences PFD pouvant atteindre 160 MHz. Les améliorations apportées à la résolution de la fréquence fractionnaire par N , dans lesquelles la résolution du modulateur fractionnaire est passée de 12 à 39 bits, ont également permis d'utiliser les PLL pour générer la quasi-totalité des fréquences avec une résolution de l'ordre du millihertz (mHz) et une grande précision de fréquence.

Par le passé, la présence de composantes fréquentielles indésirables (« *fractional spurs* ») générées par le modulateur sigma-delta constituait un obstacle important à l'utilisation de synthétiseurs N fractionnaire, ce qui dégradait la pureté spectrale et nécessitait un effort technologique supplémentaire de la part de l'utilisateur afin de les réduire ou de les atténuer. En raison du faible niveau de composantes fréquentielles parasite sur l'ADF4371, loin des perturbations (IBS), le spectre propre permet de consacrer moins de temps à l'investigation, au débogage ou à l'atténuation des effets de ces artefacts gênants liés à la génération de fréquences. Le faible niveau de *spurs* IBS intrabande (-55 dBc) signifie qu'une fois filtré par le filtre PLL, le parasite est correctement atténué. Par exemple, si un filtre de 40 kHz est utilisé avec une trame de 400 kHz, l'atténuation de 35 dB fournie par le filtre signifie que l'interférence (*spur*) au niveau du canal le plus proche d'une limite entière apparaît à -90 dBc. Compte tenu de la possibilité d'utiliser des fréquences PFD élevées jusqu'à 160 MHz, les perturbations au niveau des limites entières apparaissent moins souvent — jusqu'à cinq fois moins à une fréquence PFD de 160 MHz qu'à 32 MHz.

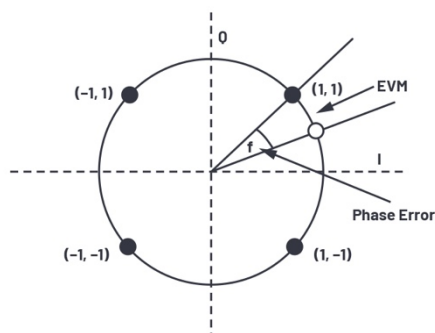


Figure 4. Erreur de phase QPSK.

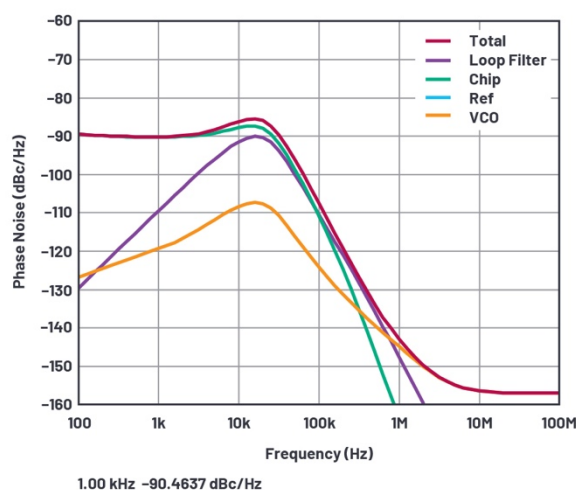


Figure 5. Synthétiseur ADF4106 avec VCO 1901846T, N entier

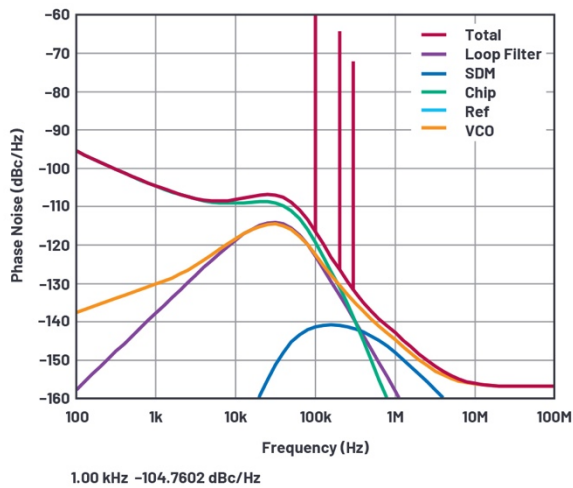


Figure 6. Synthétiseur ADF4153A avec VCO 1901846T, fractionnaire par N

La possibilité d'augmenter la fréquence PFD et la résolution en fréquence s'est accompagnée d'améliorations au niveau du facteur de mérite (FOM) des boucles PLL, lequel est passé de -216 dBc/Hz pour l'ADF4153 à -233 dBc/Hz (mode fraction) sur l'ADF4371. Le graphique réalisé avec l'outil ADIsimPLL (figure 5) compare l'ADF4106 qui génère une sortie à 1,85 GHz, configuré pour une fréquence PFD de 200 kHz en mode entier avec une largeur de bande de boucle de 10 kHz, au synthétiseur ADF4371 dont la fréquence PFD est de 160 MHz pour une largeur de bande de boucle de 150 kHz. On observe une différence de 20 dB à un décalage de 1 kHz, ce qui met en évidence les progrès de la technologie des synthétiseurs PLL.

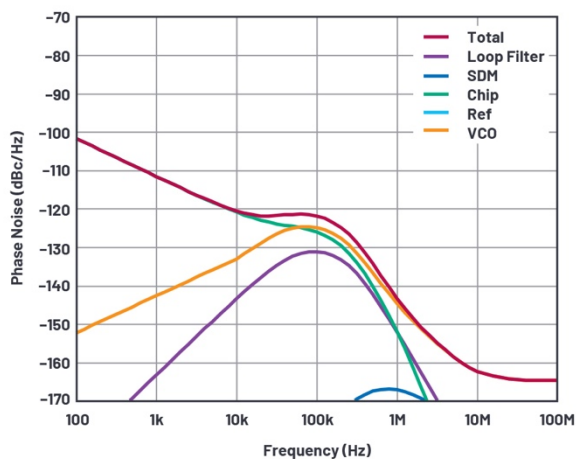


Figure 7. ADF4371.

Cette figure montre également une différence de gigue de phase efficace (rms) intégrée de 1 ps à 51 fs. Il convient de noter que contrairement à l'époque où le facteur Q de l'inductance dominait les performances du bruit efficace, l'amélioration sensible du bruit intrabande — rendue possible par la baisse du facteur de mérite et un diviseur fractionnaire par N — permet à l'utilisateur d'augmenter la largeur de bande du filtre en boucle jusqu'à 150 kHz, supprimant tout bruit de l'oscillateur VCO à l'intérieur de cette bande, et diminuant la dégradation présente dans la plage comprise entre 10 kHz et 100 kHz qui domine généralement le bruit efficace. Une source de référence PLL affichant des spécifications supérieures est essentielle pour obtenir ce bruit de phase intrabande amélioré. Toutefois, compte tenu des améliorations de performances et de flexibilité qu'apporte cette approche, ce compromis est acceptable pour la majorité des utilisateurs. Dans certains cas, le bruit intrabande inférieur des nouvelles boucles PLL à fractionnaire par N est en concurrence avec celui des PLL à décalage ou translation, qui utilisent

un mélangeur dans la chaîne de rétroaction entre l'oscillateur VCO et le comparateur de phase PFD — ce qui simplifie considérablement la génération de fréquences pour toutes les applications, sauf les plus exigeantes.

La plage de fréquence fondamentale du synthétiseur ADF4371 s'étend de 4 à 8 GHz, ce qui offre des valeurs idéales par rapport au bruit de phase VCO inhérent à la technologie Silicium-Germanium utilisée pour le fabriquer. Des multiplicateurs sont utilisés pour générer des fréquences supérieures. Toutefois, modifier la conception de cet oscillateur pour doubler la gamme de fréquences pose un problème, dans la mesure où le bruit se dégrade au-delà des 6 dB attendus lors de la montée en fréquences du VCO. C'est pourquoi le doubleur de fréquence inclus permet de porter la gamme du VCO de 8 à 16 GHz, tandis que le quadrupleur porte la gamme de fréquence à 16 GHz/32 GHz au lieu de 4 GHz/8 GHz. Dans chaque cas, le multiplicateur génère des produits indésirables, notamment il ramène la fuite du VCO en sortie du multiplieur, ainsi que les multiples par 2, 3 et 5 de la fréquence de l'oscillateur. Pour faciliter le filtrage, chaque circuit multiplicateur est doté de filtres suiveurs qui accordent la sortie, ce qui a pour effet de maximiser la puissance de la fréquence voulue par rapport à celle des produits indésirables. La suppression des sous-harmoniques est relativement faible, de l'ordre de 45 dB en sortie double et de 35 dB en sortie quadruple.

Fonctionnement en bande large

Si les hautes performances offertes par la nouvelle technologie PLL/VCO apparaissent clairement dans l'exemple en bande étroite présenté ci-dessus, des améliorations encore plus nettes peuvent être observées pour la génération de fréquences large bande avec l'ADF4371 par rapport à la PLL HMC704 associée au VCO HMC733. L'utilisateur est confronté à de nombreux défis avec la solution discrète, l'objectif étant de générer une oscillation locale variable et propre entre 20 et 29 GHz.

- ▶ Tout d'abord, la puissance de sortie de l'oscillateur HMC733 doit être séparée sur la carte et divisée jusqu'à une fréquence adaptée à la boucle HMC704, ce qui requiert l'utilisation d'un diviseur de fréquence externe ([HMC492](#)) pour abaisser la plage comprise entre 10 et 14,5 GHz à la plage comprise entre 5 et 7,25 GHz acceptée par le HMC704.
- ▶ Un doubleur de fréquence (HMC576) sera alors utilisé pour élever la gamme comprise entre 10 et 15 GHz et la porter entre 20 et 30 GHz.
- ▶ Un filtre passe-bas actif est nécessaire pour générer la tension d'accord que requiert l'oscillateur HMC733. Cet exemple utilise l'amplificateur opérationnel ADA4625-1. En outre, la tension d'alimentation de l'ampli-op doit également générer une plage de tension d'accord suffisante (15 V dans ce cas).
- ▶ Les variations de la sensibilité d'accord doivent être compensées dans toute la plage de tension du VCO. Généralement, cette opération est effectuée en ajustant le courant de la pompe de charge pour préserver le produit du gain de la pompe de charge et du gain de l'oscillateur VCO.
- ▶ Le fuite de l'oscillateur VCO induite en sortie multiplicateur HMC576 est d'environ -20 dBc. Le filtre d'accord de l'ADF4371 supprime les produits de multiplication indésirables à hauteur de 35 dBc, ce qui simplifie de façon significative les opérations de filtrage ultérieures.

En revanche, le synthétiseur VCO avec boucle PLL ADF4371 génère cette gamme de fréquences de manière standard, ne nécessitant qu'une référence externe de haute qualité. La configuration peut être copiée à partir de la carte d'évaluation [EV-ADF4371SD2Z](#), en reproduisant la solution de gestion de l'alimentation qui l'accompagne. La conception du filtre de boucle est elle aussi considérablement simplifiée, car les variations de la sensibilité d'accord (kV) ne nécessitent pas

Figure 8. Multiplicateur PLL/VCO discret.

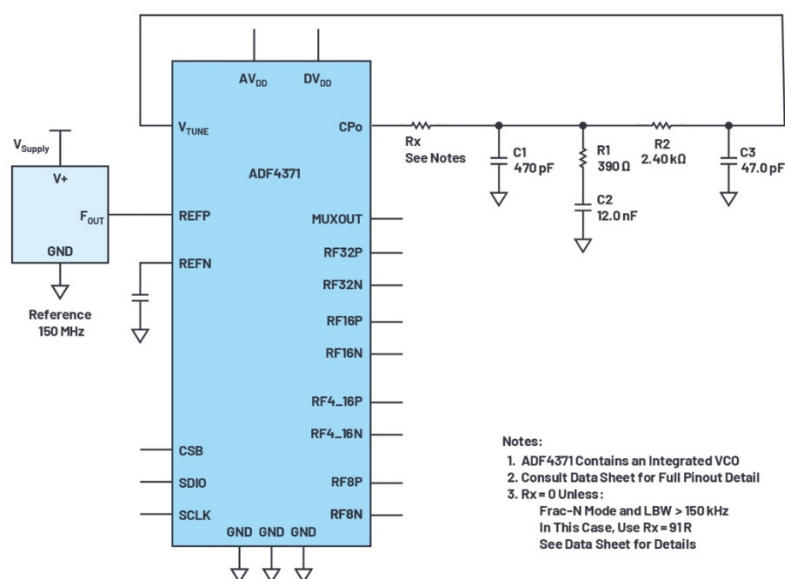


Figure 9. Synoptique du synthétiseur ADF4371.

Table 1. Comparaison des dimensions, de la consommation et des performances d'un multiplicateur PLL/VCO discret par rapport au synthétiseur de fréquences ADF4371

	Multiplicateur PLL/VCO discret	ADF4371
Nombre de composants actifs	5	1
Plage de fréquence de sortie (GHz)	20 à 29	16 à 32
Consommation d'énergie (W)	1,42	1,83 (rail de tension VCO, 5 V) 1,4 (rail de tension VCO, 3,3 V)
Suppression des sous-harmoniques (dBc)	−20	−35
Gigue efficace (rms) (1 kHz à 100 MHz)/fs)	160	60
Surface occupée par les composants sur le circuit intégré (diviseur de puissance inclus) (en mm ²)	96	49

En mode VCO fondamental, la pureté spectrale de l'ADF4371 est à son maximum, les interférences indésirables (non intrabande) étant limitées aux harmoniques de l'oscillateur. Pour de nombreuses applications de sources d'horloge de convertisseurs, la forme d'ondes rectangulaire n'est pas problématique et peut même être souhaitable. Cependant, en ce qui concerne l'instrumentation, les fréquences parasites en bande large doivent être typiquement inférieures à 50 dBc. Des filtres harmoniques accordables peuvent être utilisés pour éliminer ces harmoniques, et les filtres passe-bande [ADMV8416/ADMV8432](#) spéciaux sont parfaitement adaptés au filtrage des sorties du synthétiseur ADF4371.

Le filtre passe-bande accordable ADMV8432 fonctionne dans une plage de fréquence centrale spécifiée comprise entre 16 et 32 GHz avec une bande passante typique à 3 dB de 18 %, des pertes d'insertion typiques de 9 dB, ainsi qu'une réjection large bande supérieure à 30 dB. Il a été spécialement conçu pour être utilisé avec la sortie quadruple de l'ADF4371. De même, le filtre passe-bande accordable ADMV8416 fonctionne dans la plage de fréquence comprise entre 7 et 16 GHz, avec une largeur de bande typique à 3 dB de 16%, des pertes d'insertion typiques de 8 dB, ainsi qu'une réjection large bande supérieure à 30 dB ; il est conçu pour être associé à la double sortie du synthétiseur ADF4371.

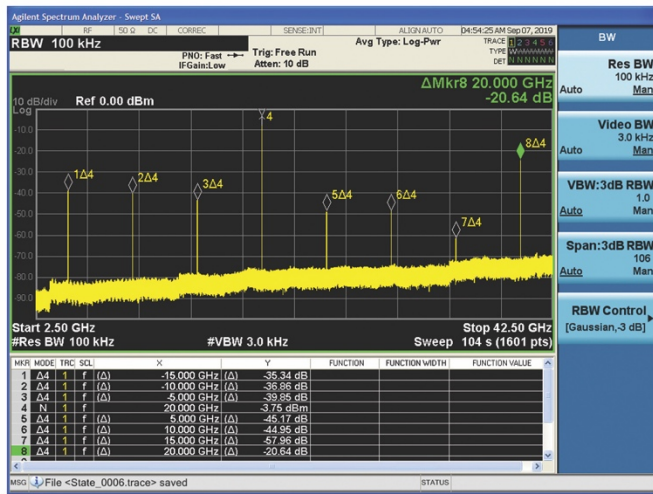


Figure 10. Sortie à 20 GHz du synthétiseur ADF4371

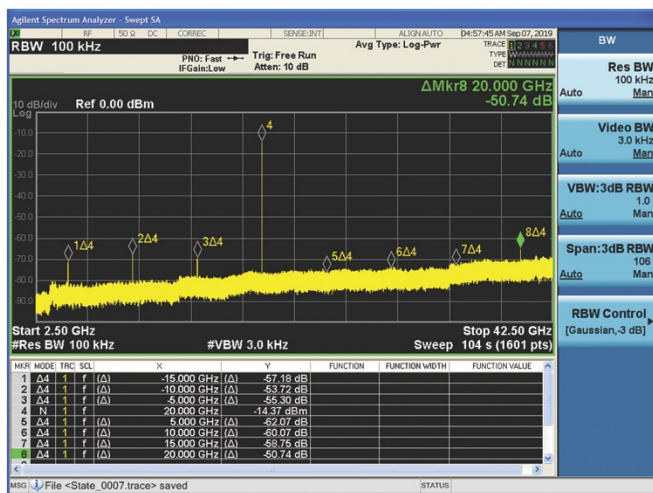


Figure 11. Sortie à 20 GHz du synthétiseur ADF4371 avec filtre passe-bande ADMV8432.

Les deux filtres passe-bande ADMV8416/ADMV8432 intègrent une architecture double bande à recouvrement avec commutateurs RF internes, ce qui assure une couverture de fréquence élargie tout en maintenant une excellente capacité de réjection. La bande est sélectionnée par commande logique numérique dans un translateur de niveau (*level shifter*). Ce composant garantit que les commutateurs RF internes sont polarisés de façon appropriée pour un point d'interception d'entrée du troisième ordre IIP3 supérieur à +34 dBm.

Dans chaque bande de fonctionnement, les filtres accordables sont commandés par une tension analogique comprise entre 0 V et 15 V, pour une consommation inférieure à 1 μ A. La génération de cette tension de commande s'effectue généralement au moyen d'un convertisseur numérique/analogique et d'un circuit de commande d'amplificateur opérationnel. Par exemple, le convertisseur N/A [AD5760](#) suivi de l'amplificateur opérationnel ADA4898 produit une vitesse d'accord relativement élevée et une tension d'attaque des filtres à faible bruit. Si la vitesse d'accord n'est pas critique, le convertisseur numérique-analogique peut être directement relié au port d'ajustement des filtres.

Compte tenu de leurs performances, ces filtres ajustables analogiques peuvent éliminer le contenu harmonique indésirable aux sorties double et quadruple du synthétiseur ADF4371 moyennant une hausse légère de la puissance de sortie. Bien que des étages d'amplification supplémentaires puissent être nécessaires pour pallier les pertes d'insertion, les filtres sont généralement plus petits qu'une solution discrète à banc de commutation, notamment lorsqu'un

ajustement en bande large est nécessaire. En outre, les niveaux d'interférence du synthétiseur sont généralement améliorés, passant de -35 dBc avant le filtrage à -55 dBc ensuite. Le couplage de la sortie non filtrée et non utilisée peut avoir un effet sur la fuite du VCO en sortie du multiplieur et doit être modélisé avec soin pour assurer la réjection totale du circuit de filtrage dans la bande coupée.

Conclusion

L'évolution de la technique de génération de fréquences impliquant diverses innovations sur le plan de la technologie de fabrication, des circuits et du conditionnement, permet aux utilisateurs de bénéficier de fonctionnalités et de performances accrues dans un format plus compact qu'avec les solutions discrètes précédentes. Les tendances menant à un fonctionnement à des fréquences large bande ont insufflé la dynamique nécessaire pour développer des circuits intégrés qui couvrent plusieurs octaves dans des plages de fréquence pouvant atteindre 32 GHz. La flexibilité et la simplicité rendues possibles par les oscillateurs commandés en tension (VCO) et les boucles à verrouillage de phase (PLL) large bande permettent de réduire de façon significative les délais de conception et de mise sur le marché pour le client final.

Les exigences de pureté spectrale ont abouti à des innovations dans le secteur des circuits intégrés de filtrage associés à ces synthétiseurs nouvellement développés, offrant des sources de signal en ondes millimétriques qui conjuguent un faible bruit de phase et une pureté spectrale élevée pour répondre aux attentes des applications sans fil modernes. Disponible gratuitement, l'outil de simulation ADIsimPLL d'Analog Devices permet à l'utilisateur d'évaluer et comparer les performances des boucles PLL — en l'aidant à choisir les composants requis grâce à une interface intuitive et d'utilisation aisée —, ainsi que des modèles comportementaux rapides. Enfin, cet outil permet aux concepteurs de gagner un temps précieux jusqu'alors consacré au développement de multiples modèles mathématiques dans de différents domaines afin de prédire les performances.