

# VCO eller YIG för högpresterande PLL?

Traditionellt sett väljer en konstruktör YIG för att få lågt fasbrus i en mikrovågso-scillator, men tvingas använda PLL i de fall det krävs snabba frekvensändringar som svep eller frekvenshopp. Dr Alexander Chenakin, Phase Matrix, gör här en jämförelse mellan frekvenssynthesatorer som bygger på YIG-oscillatorer och med PLL.

Historiskt sett bygger högpresterande syntesoscillatorer med PLL på YIG-oscillatorer. Dessa fungerar över ett brett frekvensområde och ger utmärkta fasbrusegenskaper [1]. YIG-oscillatorer har också en mycket linjär och repeterbar avstämningsskärningskarakteristik vilket förenklar syntesoscillatorernas grovavstämning i uppkopplingar med flera slingor. Dessa unika möjligheter har gjort att YIG-oscillatorer dominerar i verkligt högkvalitativa tillämpningar som i signalgeneratorer.

Till nackdelarna hör hög effektförbrukning, skrymmande konstruktion och relativt höga kostnader.

Det största problemet med

YIG är den långsamma avstämningen på grund av hög induktans i avstämningsspolen. Typiska omställningstider ligger i storleksordningen millisekunder.

Medan många system fortfarande arbetar adekvat med denna avstämningshastighet måste ny utrustning klara av detta på mikrosekunder och ändå uppfylla samma prestanda, med avseende på fasbrus, spuriöser etc, som långsammare konstruktioner [2]. Man kan utgå från att detta medför svåra eftergifter och problem att lösa.

Ett alternativ till YIG-oscillatorer är att använda VCOer. Till skillnad från YIG är avstämningen i VCO mycket snabbare. De

kan med lätthet ställa om på mikrosekunder. Formatet, effektförbrukningen och kostnaden för VCOer är vanligen mycket lägre än för YIG-komponenter. Men brusprestanda är påtagligt sämre vilket begränsar användningen av VCO i konstruktioner där höga prestanda krävs. Därför finns en allmän tro på att VCO-baserade konstruktioner inte är kapabla att uppnå lågt fasbrus när de jämförs med sina motsvarigheter med YIG.

## TEORI OCH LÖSNINGAR

Finns det då något sätt att förbättra VCO-inducerat brus så mycket att det hamnar i nivå med bruset från en YIG-oscillator? Låt

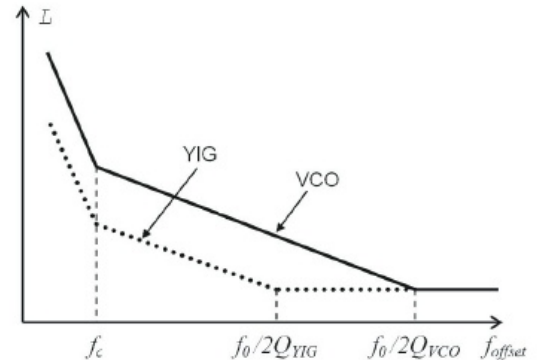


Fig 1. Fas brus från frisvängande VCO och YIG-oscillatorer jämförs här.

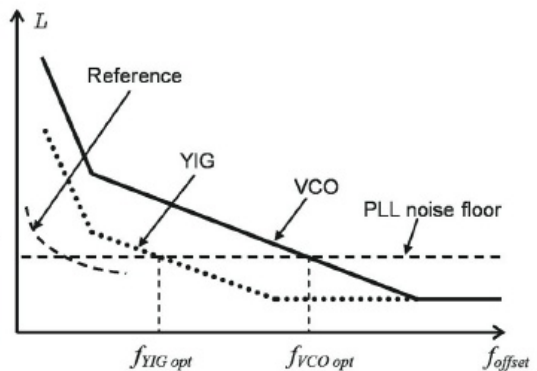


Fig 2. VCO och YIG-oscillatorer är här inlagda i en fäsläst slinga (PLL).

oss jämföra fasbrusets egenskaper hos två hypotetiska oscillatorer (YIG och VCO) som bygger på identiska, aktiva arrangemang. Oscillatorbruset kan vanligtvis uttryckas som:

$$L \approx 10 \log \left\{ \frac{GFkT}{2P} \left[ \left( \frac{f_0}{2Q} \right)^2 \times \frac{f_c}{f^3} + \left( \frac{f_0}{2Q} \right)^2 \times \frac{1}{f^2} + \frac{f_c}{f} + 1 \right] \right\}$$

där

- G = förstärkning hos aktivt element
- F = brusfaktor hos aktivt element
- k = Boltzmanns konstant
- T = Absolut temperatur
- P = RF-effekt som påförs resonatorn
- Q = resonatorns belastade Q-värde
- f<sub>0</sub> = oscillatorfrekvens
- f<sub>c</sub> = brytfrekvens för fladderbrus hos aktivt element
- f = offset-frekvens

Detta uttryck utgör en välkänd modifiering av Leeson's ekvation [3, 4] som beskriver oscillatorns fasbrus på offset från centerfrekvensen.

Även om formeln definierar fyra grundläggande frekvensområden kan i mikrovågso-scillatorer termen 1/f ignoreras eftersom 1/f<sup>2</sup>-bruset dominerar.

Detta leder fram till den "klassiska" mikrovågso-scillatorernas fasbrusprofil som visas i fig 1. Vid mycket hög frekvens-offset kommer båda oscillatorerna att uppföra sig på samma sätt (samma brusgolv) vilket definieras av förhållandet mellan tillgänglig RF-effekt och det termiska bruset hos det aktiva elementet.

Bruset börjar sjunka med 20 dB per dekad, vid låga offset-värden. Nedgångens startpunkt bestäms av Q-värdet hos den använda resonatorn. I det sista området, där fladderbruset ("flicker noise") dominerar, ökar fasbruset med 30 dB per oktav.

Helt klart visar VCO:n signifikant högre fasbrus än YIG-oscillatorn på grund av skillnaderna i sina resonatorers Q-värde.

Låt oss nu bygga en syntesoscillator som använder dessa oscillatorer, eller med andra ord läser dem till en lågbrusig referensskälla. Vilket



## LeCroy Oscilloskop, Signal Generatorer och Logik Analysatorer

### Mer kvalitet till lägre pris från LeCroy



Trigger, Avkodning samt Analys för:

SPI, I<sup>2</sup>C, RS232, UART, CAN, LIN, MIL-STD-1553, AudioBus...

**ELFA**  
www.elfa.se

**LeCroy**  
www.lecroy.com/europe

fasbrus kan man vänta sig? Svaret är att det uppenbarligen beror på den tillgängliga referensens bruskaraktistik, brusgolvet i hos PLL och filterbandbredden i slingan, så som visas i fig 2 (med alla brusbidrag framräknade till syntesoskillatorns utgångsfrekvens).

Slingans filterbandbredd bestäms till sin optimala frekvens, vilken utgör korsningspunkten mellan kurvorna för PLL-multiplicerat brus och brus från den frisvängande oscillatorn. Detta ger det lägsta övergripande fasbrussvaret.

En typisk fasbrusprofil för en YIG-oscillator visas i fig 3. Referensskillans brus dominerar vanligen inom mycket låga offsetvärden (region 1) medan en relativt flat plattå (region 2) visar sig på grund av restbrus från PLL.

Utöver slingans filterbandbredd följer brus från den frisvängande YIG-oscillatorns bruskurva (region 3).

Et försök att låsa VCO inom samma loopbandbredd kommer att resultera i en mycket ful brusprofil, därför att man får ett förhöjt VCO-brus på dessa offsetavstånd.

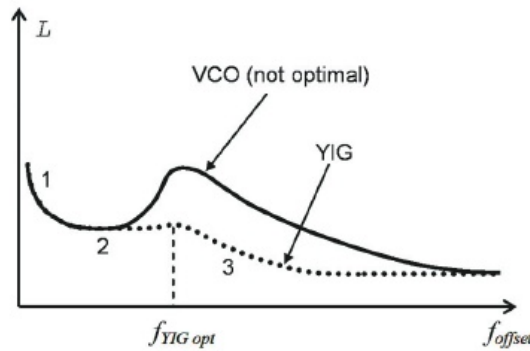
En mjukare fasbrusprofil uppnås genom att låsa VCO inom sin egen optimala bandbredd, så som visas i fig 4. Eftersom VCO:n nu är låst inom ett större bandbreddsområde, läser den mycket snabbare än en YIG. Emellertid ligger VCOs fasbruskurva fortfarande mycket över motsvarigheten hos YIG. Skillnaden i fasbrus mellan YIG- och VCO-baserade syntesoskillatorer bestäms av brusgolvet hos PLL och den frisvängande oscillatorns bruskurvor och den indikeras som en markerad yta i fig 5.

Som väntat gäller att om man minskar PLL-brusgolvet och samtidigt ökar slingans filterbandbredd minskar skillnaden vilket gör att VCO-baserade syntesoskillatorer uppför sig som motsvarande YIG.

Kan en VCO-baserad konstruktion uppnå prestanda som kan jämföras med YIG? Bryter vi några fysikaliska lagar?

Låt oss se på det hela från ett annat håll. Antag att vi har en idealisk, lågbrusig PLL-mekanism. Dess brus kommer att öka med faktorn  $20 \log N$ , där  $N$  är multiplikationsfaktor i PLL. Därför kommer fasbruset på utgången fortfarande att begränsas av den tillgängliga referensen som blir den dominerande faktorn.

Dagens kommersiella kristalloskillatorer kan prestera mellan -160 och -180 dBc/Hz vid 10 kHz offset vid 100 MHz utfrekvens. Dessa siffror kan sedan potentiellt översättas till -120 till -140 dBc/Hz vid 10 GHz, vilket motsvarar eller överträffar prestanda från de bästa YIG-oscillatorerna med samma frekvensinställningar.



Man kan i detta exempel notera att YIG-oscillatorbrus kan vara överlägset vid högre grad av offset (vid några hundra kHz till några få MHz) vilket kräver ett mera komplext frekvensschema, så som framgår av fig 6.

Referensen utgör en kombination av lågfrekvensoscillator (som en OCXO, dvs en ugnskontrollerad kristalloskillator) och en till denna en fastlåst högfrekvensoscil-

t v. Fig 3. VCO och YIG-oscillatorer är här låsta inom en för YIG optimal bandbredd.

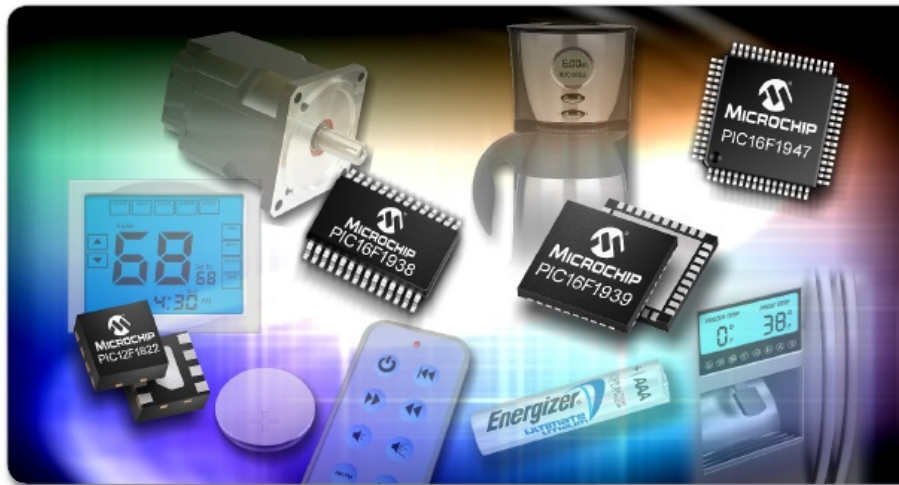
lator (som en CRO eller DRO, dvs oscillator med koaxialresonator eller dielektrisk resonator).

Slingans bandbredd väljs på så sätt att fasbruset vid låga offsetvärden bestäms av OCXO medan högre frekvensoffset (några hundra kHz till några få MHz) täcks av brus från en frisvängande CRO. Det betyder att kedjan av två (eller flera) oscillatorer gör det möjligt att optimera fasbrusprofilen vid varje frekvensoffset och kan användas i högklassiga frekvenssyntheskonstruktioner.

Generellt sett kan en referen-

## Low-Power Microcontrollers for Battery-Friendly Design

### Microchip Offers Lowest Currents for Active and Sleep Modes



**Extend the battery life in your application using PIC® microcontrollers with nanoWatt XLP Technology and get the industry's lowest currents for Active and Sleep modes.**

Microchip's peripheral-rich PIC12F182X, PIC16F182X and PIC16F19XX families offer Active currents of less than 50 µA and Sleep currents down to 20 nA. These products enable you to create battery-friendly designs that also incorporate capacitive touch sensing, LCD, communications and other functions which help differentiate your products in the marketplace.

Microchip's Enhanced Mid-range 8-bit architecture provides up to 50% increased performance and 14 new instructions that result in up to 40% better code execution over previous-generation 8-bit PIC16 MCUs.

#### PIC12F182X and PIC16F182X families include:

- Packages ranging from 8 to 64 pins
- mTouch™ capacitive touch-sensing
- Multiple communications peripherals
- Dual I<sup>2</sup>C/SPI interfaces
- PWM outputs with independent time bases
- Data signal modulator

#### PIC16F19XX family includes:

- mTouch capacitive touch-sensing
- LCD drive
- Multiple communications peripherals
- More PWM channels, with independent timers
- Up to 28 KB of Flash program memory
- Enhanced data EEPROM
- 32-level bandgap reference
- Three rail-to-rail input comparators

#### GET STARTED IN 3 EASY STEPS

1. View the Low Power Comparison videos
  2. Download the Low Power Tips 'n Tricks
  3. Order samples and development tools
- [www.microchip.com/XLP](http://www.microchip.com/XLP)



PIC16F193X™ Evaluation Platform - DM164030-1

**microchip**  
**DIRECT**  
[www.microchipdirect.com](http://www.microchipdirect.com)

[www.microchip.com/xlp](http://www.microchip.com/xlp)

**MICROCHIP**

The Microchip name and logo, the Microchip logo and PIC are registered trademarks and the mTouch logo is a trademark of Microchip Technology Inc. registered in the USA and other countries. © 2010. Energizer Power Group is a trademark of Energizer Power Group Inc. registered in the USA and other countries. All rights reserved. M23170-Dig-02/11



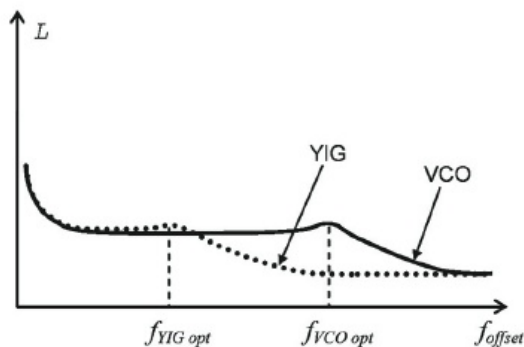


Fig 4. Här är VCO respektive YIG-oscillatorer låsta inom sin optimala bandbredd.

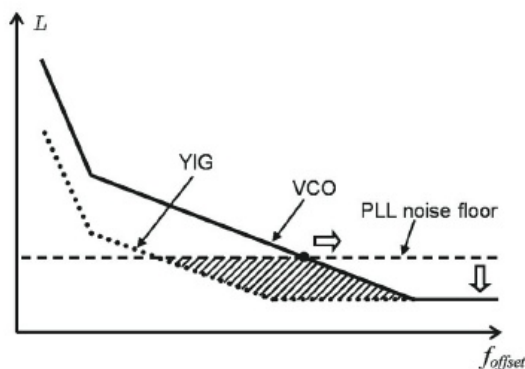


Fig 5. Genom att minska brusgolvet för en PLL och öka slingans filterbandbredd kan man minska skillnaderna mellan YIG och VCO-baserade syntesoscillatorer.

soscillator med fast frekvens och högt Q-värde vara kapabel att leverera en signal vars fasbrus är jämförbart eller lika bra som från en YIG-oscillator på alla offset-frekvenser.

Därför lyder vi moder naturens lagar!

I praktiken bestäms brusbegrensningarna huvudsakligen av restbruskaraktistiken hos PLL, eller med andra ord av en speciell frekvenssyntesarkitektur.

Principerna för att konstruera lågbrusiga, snabb-switchade VCO-baserade PLL-syntesoscillatorer kan i det hela summeras som:

- \* Använd en mycket lågbrusig referensskälla
- \* Minska brusgolvet i PLL
- \* Öka den faslåsta slingans filterbandbredd

**PRAKTISK KONSTRUKTION**

Detta koncept har praktiskt implementerats i syntesoscillatorer som bygger på QuickSyn-tekniken, sådana som den lokaloscilatormodul PXI-1450 som används i den 26,5 GHz vektorsignalgenerator som kan fås från National Instruments liksom en 20 GHz USB-styrd frekvenssyntesoscillator.

Båda modellerna använder en praktiskt taget "brusfri" referensskälla (vilket betyder att fasbrusdegraderingen ligger nära "idealiska" 20logN).

Detta åstadkommes genom att ersätta frekvensdelaren (som

normalt används i PLL-konstruktioner) med en frekvensmultiplikator som minskar bruspåverkan på såväl fasdetektor som på övriga PLL-komponenter [5]. konstruktionen använder sig av en relativt prisbillig 100 MHz OCXO-referens vilken uppvisar ungefär -163 dB brusgolvt från 10 kHz offset.

Om vi då antar att vi har en "ideal" frekvensomvandling, borde vi förvänta oss -123 dBc/Hz vid 10 GHz ut (40 dB degradering) eller -117 dBc/Hz vid 20 GHz ut (ytterligare 6 dB).

En kurva över fasbruset vid 20 GHz ut visas i fig 7.

Där framgår tydligt att det uppmätta bruset ligger nära det predikterade. Vid lägre frekvenser förbättras fasbruset med 6 dB per oktav på grund av den frekvensdelning som görs. Tag som exempel 5 GHz ut och 10 kHz offset. där kommer bruset att sjunka ned till -128 dBc/Hz.

Denna fasbruskaraktistik gör det möjligt att utnyttja syntesoscillatorn i många applikationer som annars skulle ha krävt en YIG-baserad konstruktion.

Dessutom avslöjar kurvan att PLL-bandbredden är nästan 4 GHz, vilket borde resultera i extremt snabb frekvensinställning, i realiteten begränsas omkopplingshastigheten inte bara av dynamiken i huvudslingan, utan även av andra syntesoscilatormoduler och digitala styrningar. Pa-

rameten är specificerad till 100 ps och garanteras för varje frekvenssteg inom oscillatorns frekvensområde (från en valfri frekvens till en annan). Lägg märke till att denna switchhastighet är vida överlägsen den som vanligen uppnås i YIG-baserade konstruktioner.

En annan fördel med att använda VCO i stället för YIG-oscillator är den minskade känsligheten mot vibrationer (vanligen refererad som "mikrofon") som ett resultat av en VCO med låg massa och mycket stor filterbandbredd i slingan.

Det reducerade format som syntesoscilatornkärnan upptar gör att man kan implementera även många andra funktioner. Dessa innefattar reglering och styrning av utvävn, avstämning, frekvens- och effektstegning, en mod som innebär att man kan hoppa mellan olika frekvenser ur en lista samt olika modulationsmoder.

I korta drag kan en QuickSyn syntesoscillator ge prestanda och funktioner i instrumentklass i ett mindre format på modulnivå, till lägre kostnad.

**YIG ELLER VCO?**

YIG-oscillatorer eller VCO utgör en nyckelkomponent i en syntesoscillator med PLL. Men vilken teknik skall man föredra?

VCO dominerar klart inom lägstkostnadskonstruktioner med låga eller medelhöga prestanda.

För applikationer där man kräver höga prestanda, bredbandighet och lågt brus är svaret inte lika uppenbart. YIG-baserade lösningar är vanligen enklare eftersom YIG-oscillatorer kan dölja många ofullständiga konstruk-

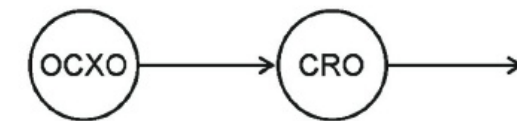


Fig 6. En sammansatt referens kan ge optimal fasbruskaraktistik för alla mått av frekvensoffset.

tioner. Man kan enkelt uppnå respektabla fasbrusgenskaper med en tämligen enkel en- eller tvåslingsors PLL genom att tolerera låg avstämningshastighet, ett stort format, hög effektförbrukning och relativt hög kostnad för en YIG-oscillator.

Att åstadkomma YIG-kompatibel bruskaraktistik för en VCO-baserad konstruktion är ingen trivial uppgift. Detta kräver avancerade lösningar och en hel del ansträngningar för att komma till rätta med "sekundäreffekter".

I vilket fall så gör behovet av snabb avstämning, mindre format och lägre kostnad att VCO:n är ett attraktivt alternativ för merparten av praktiska scenarier.

*Dr Alexander Chenakin, vice president Signal Sources Group inom Phase Matrix som numera tillhör National Instruments*

**Referenser**

- [1] J Helzajn, YIG resonators and filters, New York: Wiley, 1985.
- [2] A Chenakin, "Frequency Synthesis: Current Solutions and New Trends," Microwave Journal, May 2007, pp. 256-266.
- [3] D B Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," IEEE Proc. Letters, Vol. 54, February 1966, pp. 329-330.

- [4] J Nallatamby, et al., "Extension of the Leeson Formula to Phase Noise Calculation in Transistor Oscillators with Complex Tanks," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, March 2003, pp. 690-696.
- [5] A Chenakin, Frequency Synthesizers: Concept to Product, Norwood, MA: Artech House, 2010.

**Om författaren**

Dr Alexander Chenakin är vice president för gruppen signalkällor hos Phase Matrix, som tillhör National Instruments.

Han har lett utvecklingen av avancerade produkter hos företaget som Celeritek, Nexttek, Micro Lambda Wireless och General Electronic Devices.

År 2005 kom han till Phase Matrix Inc där han svarade för utvecklingen av avancerade frekvenssyntesprodukter för test- och mätapplikationer.

Hans arbeten har presenterats i en rad publikationer och på internationella konferenser.

Dr Chenakin är seniormedlem i IEEE och har varit inbjuden talare under flera IEEE-sponsrade event.

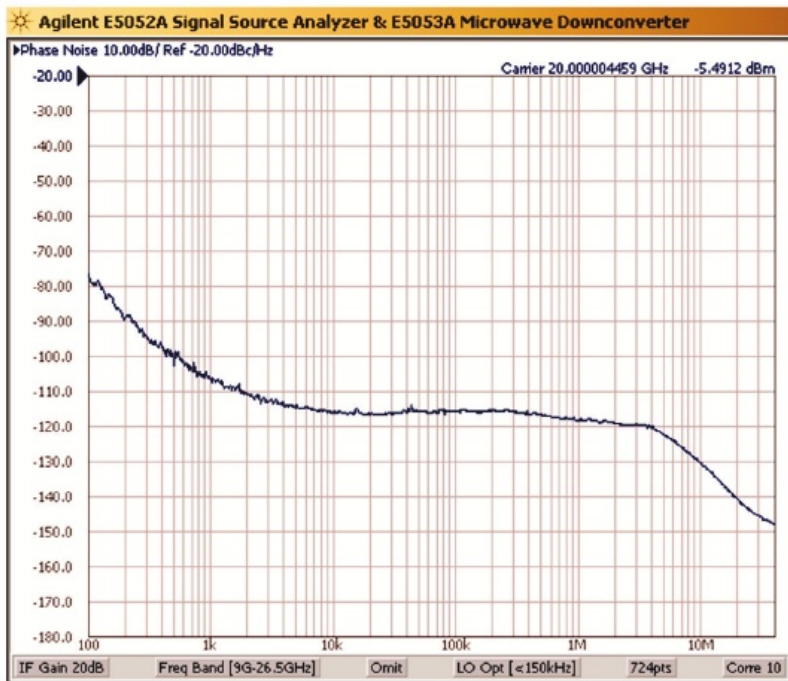


Fig 7. Fasbrus vid 20 GHz.