

使用 E 類振盪器之鎖相式自我注入鎖定生醫訊號感測器設計與模型建立

賴韋臣*、賴昱澄、李健榮

國立臺北科技大學 電腦與通訊研究所

摘要 — 由於環境與能源保護意識的提高，新世代的電路設計除了電路尺寸縮小化以滿足大眾對於可攜性的需求外還必須朝向兼具低成本、高效率等目標來設計。本論文旨在於實現一切換式高效率 E 類振盪器，用於鎖相式自我注入鎖定架構設計，進而應用於非接觸式之生醫訊號感測雷達。且本論文使用波包模擬的觀念來實現注入鎖定振盪器的行為模型，使注入訊號的影響可以藉助電腦演算來完成，兼具準確性與模擬效率。¹

一、簡介

在過去數年間已有許多文獻使用 Sokals 父子於 1975 年提出的切換式 E 類放大器的理論[1]來進行振盪器設計，頻段從數 MHz 到數 GHz 頻段之間，大幅提升振盪器的效率。其中[2]透過阻抗轉換(Impedance Transformation)方法以及精密的計算設計出能使振盪器符合 E 類操作的回授網路；但在操作頻率提升至射頻與微波頻段的情況下，許多集總元件以及電晶體的狀態變得難以精確掌握而使 E 類振盪器設計更加困難。此外，當 E 類振盪器操作在射頻時，電晶體會因為快速切換而造成相當大的功率損失，又稱為切換損失，因此使用此方法設計高頻的 E 類振盪器時設計複雜性與困難度也隨之提升，使其較難實現於較高的頻段。在文獻[3]中，作者採用了可調整傳輸線長的回授網路與非對稱式枝幹線耦合器來控制回授量與回授相位結合小訊號循環函數(Circular Function)成功設計出能操作於 5 GHz 的 E 類振盪器，但尚未提出有系統的設計方法。文獻[4]提出一種有系統的非線性設計方法，於諧波平衡(Harmonic Balance, HB)分析中使用輔助訊號產生器(Auxiliary Generator, AG)結合嵌入回授網路(Embedding Network)，對切換式 E 類振盪器輸出功率與效率最佳化設計有相當大的貢獻。

本論文基於文獻[5]，[6]之理論基礎進而提出一個適用於調制訊號注入振盪器的離散時域數學模型，系統模擬平台以 Agilent 先進設計系統(Advanced Design System, ADS)混合頻域與時域的電路波包(Circuit Envelope)模擬為基礎，具有優異的準確性與快速模擬出注入鎖定與牽引現象在頻域及時域特性的優點。利用所建立之模擬平台，設計者可將模擬結果與受各式注入訊號影響之振盪器輸出頻譜進行分析與驗證。將所發展之壓控振盪器模型套用於鎖相迴路(Phase-Locked Loop, PLL)之中，可預估出鎖相式自我注入鎖定(Phase- and Self-Injection-Locked, PSIL)生醫訊號感測雷達之感測結果[7]。

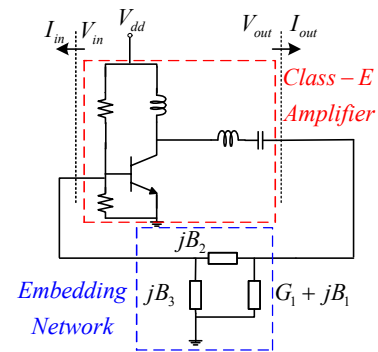
¹ 本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC 101-2221-E-027-099。

二、E 類振盪器設計與實作

為了使 E 類放大器能夠順利轉化為 E 類振盪器，輸出網路以及回授網路除了要滿足電路振盪的條件以外，還必須同時滿足 E 類的零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)以及零斜率切換(Zero Derivative Switching, ZDS)兩個條件。

本論文之振盪器之實作使用雙面玻璃纖維 FR4 材質作為基板，基板介電係數(Dielectric Constant)為 4.4，基板高度為 0.8 mm，銅箔厚度為 0.035 mm，導電係數為 $5.8 \times 10^7 S/m$ ，介質損耗角正切(Loss Tangent)為 0.02。電晶體使用英飛凌(Infineon)的雙載子電晶體 BFP640ESD，被動元件部分使用三星電子(Samsung)的積層陶瓷電容(Multi Layer Ceramic Capacitor, MLCC)，以及美磊(Mag. Layers)的多層晶片電感(Multilayer Chip Inductor)，並使用繞線電感(Wire Wound Inductor)來阻隔直流。

為了實現 E 類振盪器，首先必須設計出 E 類功率放大器的負載網路，其電路架構如圖一紅色虛線內所示。之後將 E 類放大器轉化為 E 類振盪器時，本論文使用[4]的設計方式，回授網路架構如圖一藍色虛線內所示，透過 E 類放大器與回授網路間的電壓與電流關係，求出 π 型回授網路中所需要的元件值，其計算公式如(1)~(3)所示，其中 V_{in} 與 V_{out} 為終端電壓， I_{in} 與 I_{in} 為終端電流。



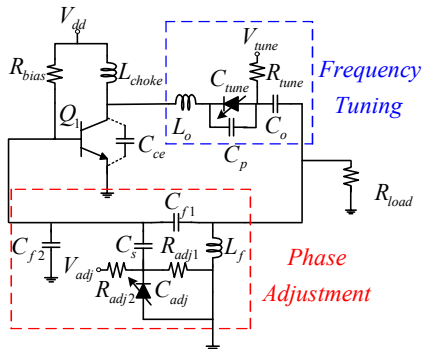
圖一：E 類振盪器架構圖

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j(B_2 + B_3) & -jB_2 \\ -jB_2 & G_1 + j(B_1 + B_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_{out} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Im}\{V_{out}\} - \text{Im}\{V_{in}\} & -\text{Im}\{V_{in}\} \\ \text{Re}\{V_{in}\} - \text{Re}\{V_{out}\} & \text{Re}\{V_{in}\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \text{Re}\{I_{in}\} \\ \text{Im}\{I_{in}\} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} G_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{V_{out}\} & -\text{Im}\{V_{out}\} \\ \text{Im}\{V_{out}\} & \text{Re}\{V_{out}\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \text{Re}\{I_{in} + I_{out}\} + B_3 \text{Im}\{V_{in}\} \\ \text{Re}\{I_{in} + I_{out}\} - B_3 \text{Im}\{V_{in}\} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由於 E 類振盪器的設計原型為定頻振盪器，沒有頻率調整的功能，而為了與採用鎖相迴路的生醫訊號感測器架構結合，進行生醫訊號感測的實驗，因此我們將變更設計，將調整頻率的功能加入電路之中。振盪器的振盪頻率是由 LC 諧振器決定的，諧振頻率與電感、電容有關，而壓控振盪器是使電壓改變來調整電容值，作為控制頻率的方式，本文使用英飛凌的變容二極體 BBY52 作為變容器(Varactor)，其電容改變的特性為當逆向電壓從 0 改變至 7 伏特時，電容值約從 2.6 pF 變化到 1 pF，為雙調諧電壓架構 E 類壓控振盪器，其架構如圖二所示。由於考量到了改變電源供應電壓或是實作上出現變異，造成回授網路無法如預期使電路振盪，因此除了在原 E 類振盪器的諧振埠區，如圖二藍色虛線內所示，使用頻率調諧(Frequency Tuning)電壓來調整振盪頻率以外，還在回授網路的部分，如圖二紅色虛線內所示，使用相位調整(Phase Adjustment)電壓來調整回授的相位，以補償電路變異，使振盪器能維持穩定振盪。由於用於頻率調諧的變容二極體是由頻率調諧電壓與電源供應電壓間的逆向偏壓來控制，最大逆向偏壓等於電源供應電壓，鎖相迴路模組頻率調諧電壓最高只能輸出到 3 V，意即有效的逆向偏壓範圍只有 1~4 V，為了阻擋直流而串聯電容與並聯變容二極體的主要諧振電容都會限制整體的頻率調整範圍，所以振盪器的頻率調整範圍會受到限制而有一定程度的下降，頻率可調百分比約為 2.5%，其餘各項參數如表 I 所示。



圖二：E 類壓控振盪器架構圖

表 I

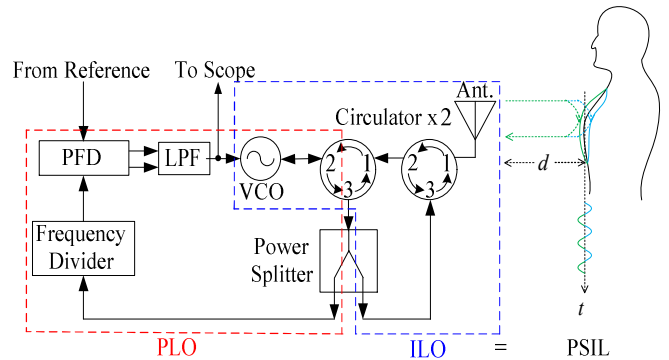
E 類壓控振盪器規格表

Specifications	Class-E VCO
Supply Voltage	4 V
Supply Current	32 mA
Output Power (fundamental tone)	13.5 dBm
Efficiency	27.7 %
Frequency Tuning Range	2.37 GHz~2.43 GHz
Tuning Sensitivity	- 20 MHz/V
2 nd Harmonic	- 15.96 dBc
Phase Noise@1 kHz	- 75.96 dBc/Hz
Phase Noise@1 MHz	- 106.71 dBc/Hz
Load Pulling@VSWR=1.2	23.7 MHz
Source Pushing @±10% Supply Voltage	13.125 MHz/V

三、生醫感測架構與模型建立

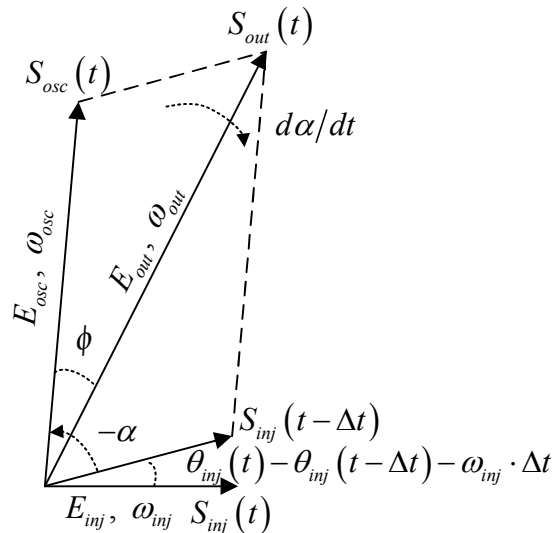
本論文實現一結合 E 類自我注入鎖定振盪器(Class E Self-Injection Locking Oscillator, Class E SILO)與 PLL 之 PSIL 感測電路架構，如圖三所示。相較傳統感測架構，PSIL 感測器具有更好的整合性與頻率精確度，並且可以有效提升感測靈敏度進而提升人體呼吸心跳的感測距離。

本感測器原理乃利用一振盪器之自我注入鎖定性質來完成人體之生醫訊號感測，其感測過程為透過一天線向人體發射振盪器之輸出訊號並接收經由人體反射後之訊號將其注入回振盪器，此反射訊號除了是發射訊號之延遲訊號以外，更包含胸腔起伏與心臟跳動引起的都普勒頻率調變，故所接收到的注入訊號將包含生理的變動訊息。



圖三：PSIL 感測架構圖

如圖四所示，以 Adler 所提出的弦波注入振盪器模型 [5] 為演算法之理論基礎，利用注入訊號 $S_{inj}(t)$ 、振盪訊號 $S_{osc}(t)$ 之間的相量關係，並且考量調制訊號產生之額外相位變化，求得輸出訊號 $S_{out}(t)$ ，推廣至可接受調制訊號注入之振盪器離散時域模型 [7]。



圖四：PSIL 感測架構圖

推導之結果如下，式(4)可理解為注入訊號 $S_{inj}(t)$ 與振盪訊號 $S_{osc}(t)$ 之相位差 α ，主要由前一刻受調制訊號注入影響之相位差來決定。

$$\alpha[n+1] = \left\{ -\frac{E_{osc}}{E_{inj}} \frac{\omega_{osc}[n]}{2Q} \cdot \frac{\sin \alpha_m[n]}{1 + (E_{inj}/E_{osc}) \cos \alpha_m[n]} + \Delta\omega_{osc}[n] \right\} \Delta t + \alpha_m[n] \quad (4)$$

其中

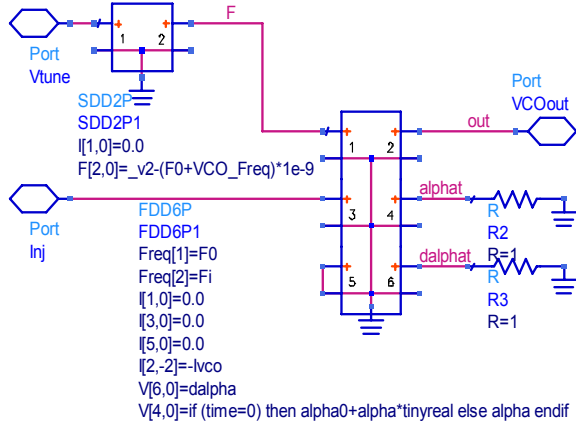
$$\alpha_m[n] = \alpha[n] + \theta_{inj}[n] - \theta_{inj}[n-1] - \omega_{inj} \cdot \Delta t \quad (5)$$

本論文旨在將傳統的注入鎖定方程式推廣為離散時域方程式，進而可以發展出一種基於電腦輔助設計軟體的注入鎖定振盪器模型，使注入訊號的影響可以借助電腦演算來完成模擬。

將上述之離散時域方程式以 ADS 符號定義裝置 (Symbolically-Defined Devices, SDD) 與頻域定義裝置 (Frequency-Domain Defined Devices, FDD) 兩種模型元件來建立受注入之振盪器模型，如圖五所示。

有別於現有文獻的方法，本論文使用波包模擬的概念來實現注入鎖定振盪器的行為模型，在相同的準確性下能夠具有更好的模擬效率。

建立受注入之振盪器模型後，再配合電路波包模擬以實現可接受調制注入之 PLL 模型，如圖六所示。



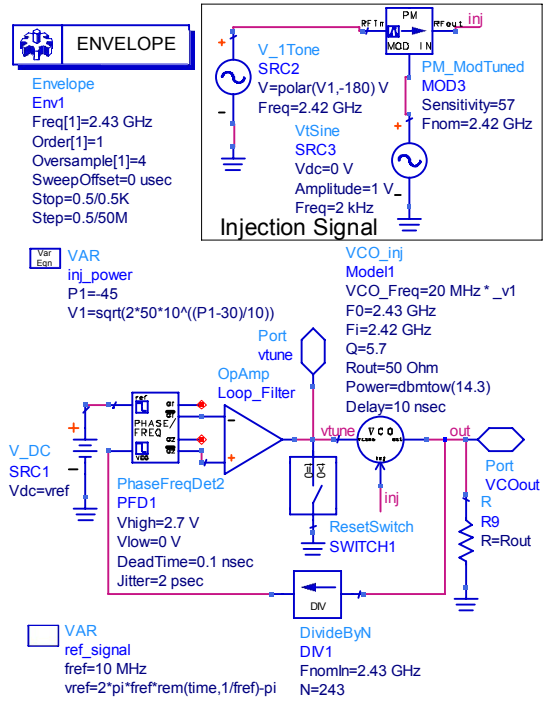
```

VAR parameters_calc
P0=30+10*log(mag(Power)+tinyreal)
E0=sqrt(2*50*10^(P0-30)/10)
Ei=max(mag(_sv(3,-2)),tinyreal)
a_rout=max(abs(Rout),1)
a_delay=max(Delay,0)

VAR parameters_calc1
Fv=max(_sv_d(1,a_delay,0)*1e9,tinyreal)
Fnom=_get_fnom_freq(1)
deltaFv=Fv-Fi
deltaFnom=Fnom-Fi

VAR discrete_eq
alpha0=-phaserad(Power)-phaserad(_sv(3,-2))
alpha=(-B*sin(alp)/(1+cos(alp)*Ei/E0)+2*pi*deltaFv)*timestep+alp
B=2*pi*Ei*Fv/(E0*2*Q)
alp=_sv_d(4,timestep,0)-dalpha
alpha=dphase(_sv(3,-2),_sv_d(3,timestep,-2))+2*pi*deltaFnom*timestep
lvco=(E0/Ei)*_sv(3,-2)*exp(j*real(_sv(4,0)))/a_rout
    
```

圖五：受注入之壓控振盪器模型



圖六：受注入之鎖相迴路模型示意圖

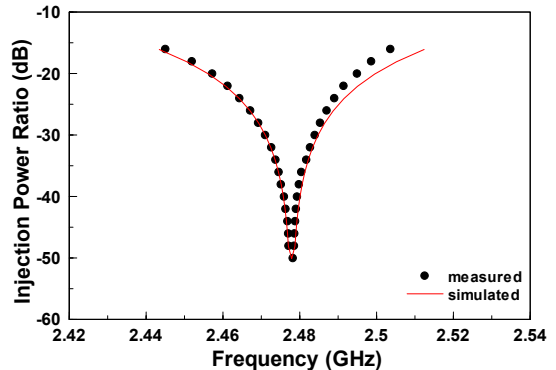
四、 模擬與實測結果

4.1 輸出頻譜

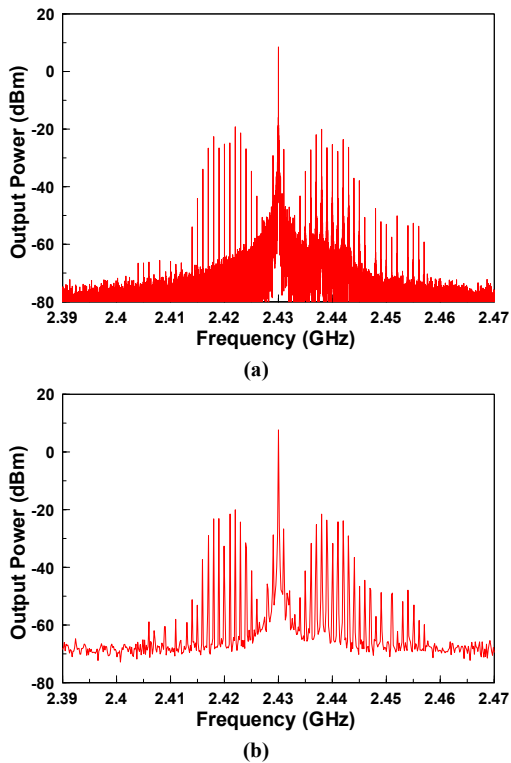
本論文所設計之 PLL 參考頻率為 10 MHz 而合成頻率為 2.43 GHz，實驗中首先利用訊號產生器注入驗證所建立 PLL 模型之模擬與量測輸出頻譜。圖七為鎖定範圍量測與選定品質因子為 5.7 代入模型之模擬結果。圖八為 2.420 GHz 之 -30 dBm 相位調制訊號注之模擬與量測結果，其中最大相位偏移為 180° 且調制速率為 1 MHz。結果顯示此模型產生之輸出頻譜有相當高的準確性。

4.2 電壓調整埠之波形

PLL 與前小節設定相同，但注入同頻 2.430 GHz 之 -45 dBm 相位調制訊號，最大相位偏移為 1 rad 且調制速率為 2 kHz 的弦波，由電壓調整埠可得解調波形，如圖九(a)、(b)所示分別為模擬與量測結果。綜合以上比較可知此模型有能力預測呼吸心跳感測結果。

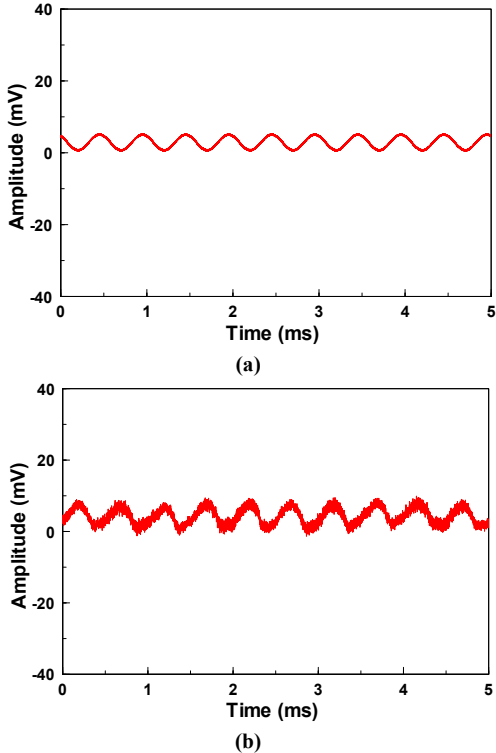


圖七：鎖定範圍之模擬與量測結果

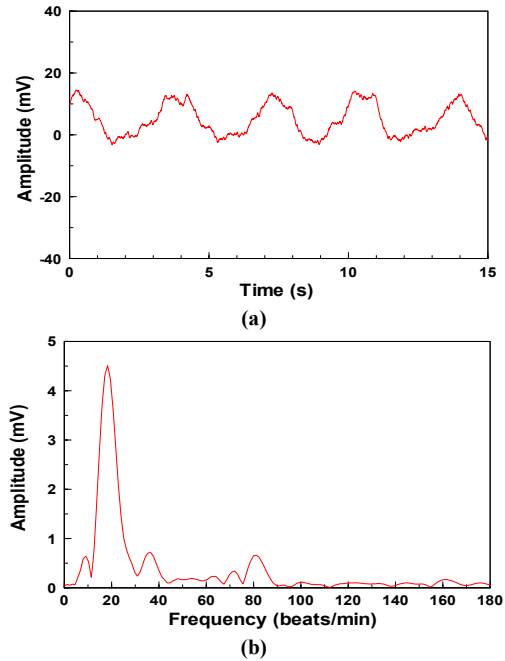


圖八：相位調制訊號注入 PLL 之頻譜 (a)模擬結果 (b)量測結果

正常心肺功能之受測者於感測器發射端前 20 公分處，量測電壓調整埠結果如圖十(a)所示，為解調之時域波形。圖十(b)為圖十(a)快速傅立葉轉換之頻譜，可得知呼吸與心跳率分別為每分鐘 19 與 81 下。



圖九：相位調制訊號注入之解調 (a)模擬結果 (b)量測結果



圖十：呼吸心跳感測 (a)輸出波形 (b)輸出頻譜

結論

本論文實現之鎖相式自我注入鎖定生醫感測器，採雙調諧電壓 E 類自我注入鎖定振盪器，改善振盪器效率問題，全頻率範圍有穩定功率輸出。結合鎖相迴路穩定輸出頻率，可直接解出人體心肺之都普勒相位調制訊號，不需額外的解調器、數位處理器，有效降低系統複雜度與成本。

實際量測受調制訊號注入之 PLO，驗證本論文發展之演算模型，顯示本論文之模型用於預估生醫感測，兼具準確性與計算效率，若用於其他應用亦可有效減少開發時間。

參考文獻

- [1] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, pp. 168–176, June 1975.
- [2] J. Ebert and M. Kazimierczuk, "Class E high-efficiency tuned power oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-16, pp. 62–66, Apr. 1981.
- [3] E. W. Bryerton, W. A. Shiroma and Z. B. Popovic, "A 5-GHz high-efficiency class-E oscillator," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp. 441–443, Dec. 1996.
- [4] S. Jeon, A. Suarez and D. B. Rutledge, "Nonlinear Design Technique for High-Power Switching-Mode Oscillators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no.10, pp. 3630–3640, Oct. 2006.
- [5] R. Adler, "A study of locking phenomena in oscillator," *Proc. IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 351–357, June 1946.
- [6] C.-J. Li, "Research on Digitally Predistorted Power Amplifier and Injection-Pulled Oscillator for Wireless Communication System," Ph. D. dissertation, Dept. Elect. Eng., National Sun Yat-Sen Univ., Kaohsiung, Taiwan, 2009.
- [7] P.-H. Wu, J.-K. Jau, C.-J. Li, T.-S. Hong, and P. Hsu, "Phase- and self-injection-locked radar for detecting vital signs with efficient elimination of dc offsets and null points," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 685–695, Jan. 2013.