

## 動的再構成による LC-VCO の広帯域化

吉原 義昭 菅原 弘雄 伊藤 浩之 岡田 健一 益 一哉

東京工業大学 精密工学研究所  
〒226-8503 神奈川県横浜市緑区長津田町 4259

Tel & Fax: 045-924-5031  
E-mail: yoshihara@lsi.pi.titech.ac.jp

あらまし 我々は動的再構成可能な RF 回路技術 (Reconfigurable RF circuit) について研究を行っている。RF 回路を動的に再構成することで、多機能化及び設計生産性の向上を実現する。その要素技術として、オンチップ可変インダクタを用い、2.4GHz 帯から 5GHz 帯までの発振を可能とする LC-VCO の設計を行った。その結果、位相雑音を増加させずに、Multi-band VCO が実現できることを確認した。

キーワード RF 回路, VCO, リコンフィギュラブル, 広帯域

## Wideband LC-VCO with Dynamic Reconfiguration

Yoshiaki YOSHIHARA, Hiroataka SUGAWARA, Hiroyuki ITO, Kenichi OKADA and Kazuya MASU

Precision and Intelligence Laboratory, Tokyo Institute of Technology  
4259 Nagatsuta, Midori-ku, Yokohama, 226-8503 Japan

Tel & Fax: 045-924-5031  
E-mail: yoshihara@lsi.pi.titech.ac.jp

**Abstract** We propose reconfigurable RF circuit design. Dynamic reconfiguration provides Multi-function circuits and improves design productivity. As the elemental technology, wideband LC-VCO is designed. LC-VCO can be tuned from 2.4GHz to 5.1GHz using on-chip variable inductor.

**Keyword** RF Circuit, VCO, Reconfigurable, Wideband

### 1. はじめに

近年、WLAN、GPS、WCDMA、PHS など無線通信システムに使用される周波数帯は非常に広帯域に及んでいる。複数の無線通信システムを1つの端末へと統合するためには、広帯域の無線送受信回路の設計が必要となる。また、無線送受信回路のオンチップ化への要求が高まっている。これには図1に示すような CMOS

を用いたダイレクトコンバージョン方式が必要である [1]。しかし、システムの高周波化にともない、アナログ RF 回路設計は非常に困難なものとなっている。我々は動的再構成可能な RF 回路設計技術を提案する。図2に動的再構成による PLL の構成を示す。トランジスタのバイアス電圧の抑制および可変素子を用いて、時分割での動的再構成を行うことにより、単一回路での多機能化、動作温度や製造ばらつきに対する性能補償を

実現する。コントロール回路はデジタル回路により設計する。アナログ回路とデジタル回路を組み合わせることにより RF 回路の生産性の向上および設計の容易化を目的とする。本論文では、動的再構成可能な RF 回路の要素技術として、広帯域 LC-VCO を提案する。

RF 送受信回路のオンチップ化には、RF フロントエンドの構成要素である CMOS LC-VCO のオンチップ化が必要となる。RF 信号を IF 信号にダウンコンバートするために、LC-VCO にはシステム中でも特に高周波での動作が要求される。また、一般に狭い可変周波数範囲を持つ。図 2 に、一般的な LC 共振器を持つクロスカプル発振器の回路構成を示す。LC タンクはスパイラルインダクタおよびバラクタ(ダイオード、MOS バラクタなど[2])から構成される。LC-VCO の発振周波数は LC タンクの共振周波数で与えられる。

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{tank} \cdot C_{tank}}} \quad (1)$$

図 2 に示す LC-VCO ではバラクタを用いて発振周波数を調整する。しかし、扱う周波数が GHz オーダーとなると、LC タンク中の総容量は相対的に小さくなり、寄生容量の影響が大きくなる。図 3 の回路図におけるタンク容量は次式で表される。

$$C_{tank} = C_{NMOS} + C_{Inductor} + C_{Varactor} \quad (2)$$

バラクタ容量の可変範囲は寄生容量により相対的に小さくなり、その結果 LC-VCO の可変範囲も小さくなる。そこで我々は、可変範囲を大きくするために、LC-VCO の新しい可変素子としてオンチップ可変インダクタを導入する。これにより、WLAN で使用される 2.4GHz 帯(IEEE802.11b)及び 5GHz 帯(IEEE802.11a)の両帯域に対応する広帯域 LC-VCO の実現を目的とする。

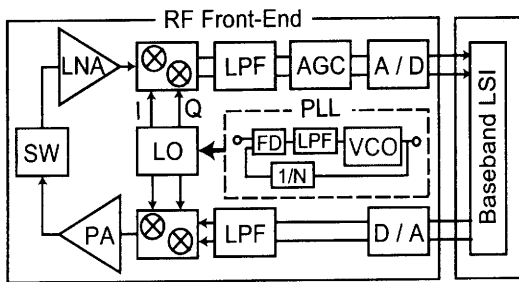


図 1. ダイレクトコンバージョン方式

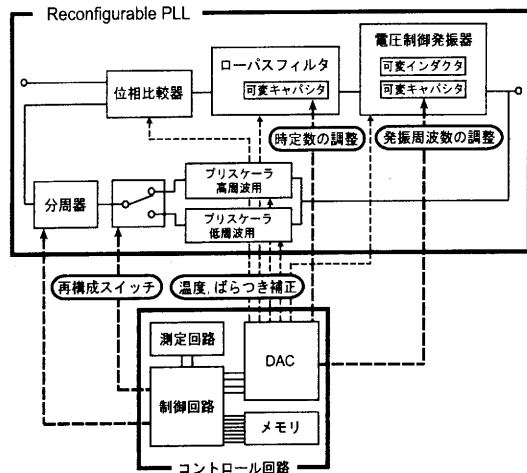


図 2. Reconfigurable PLL アーキテクチャ

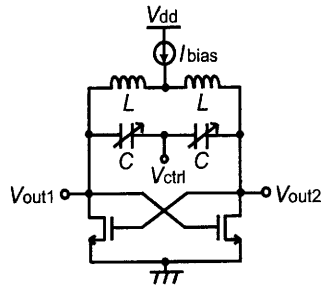


図 3. 一般的な LC-VCO

## 2. オンチップ可変インダクタ

### 2.1. 可変インダクタの原理

図 4 に、可変インダクタの構造を示す。金属導体板をスパイラルインダクタ上方に設置する。導体板は水平方向に移動すること可能である。図中の  $x$  はスパイラルインダクタと導体板との重なっている部分の長さ、 $h$  はスパイラルインダクタ上面から導体板までの高さを示している。スパイラルインダクタによって生成された磁束が導体板を貫くことにより、渦電流が導体板に流れる。レンツの法則により逆方向の磁界が発生する。導体板はスパイラルインダクタによって生成された磁束を遮蔽し、結果としてインダクタンスが減少する。導体板の位置を変えることにより、インダクタンスを連続的に変化させることが可能である[3]。導体板を移動させる方法としては、MEMS 技術を用いた串歯

型アクチュエーターが挙げられる[4]。串菌型アクチュエーターは、水平方向にのみ移動させることができ、3V程度の低電圧で動作させることができる。

## 2.2. 可変インダクタ特性

可変インダクタの設計には 0.35 $\mu\text{m}$  CMOS プロセスを使用した。図 4 に示すように、対称構造のスパイラルインダクタを設計した[5]。インダクタは、外径 450 $\mu\text{m}$ 、線幅 20 $\mu\text{m}$ 、線間間隔 4 $\mu\text{m}$  である。スパイラルおよびアンダーパスは厚さ 0.95 $\mu\text{m}$  のアルミニウムであり、導体板には銅を用いた。金属板の高さ  $h$  は 10 $\mu\text{m}$  とした。電磁界シミュレーション (Ansoft 社 HFSS) により、インダクタンス及び Q 値についての解析を行った。図 5 に、導体板の位置  $x$  を変化させた場合のインダクタンスおよび Q 値の変化を示す。図中の  $x=0$  はスパイラルインダクタ上に導体板を挿入する前の状態を示しており、インダクタンスは 5nH、Q 値は 2.4GHz において 7.0 であった。導体板を挿入するにしたがって、インダクタンスは連続的に小さくなる。 $x=650\mu\text{m}$  はスパイラルインダクタが導体板により完全に覆われている状態を示しており、インダクタンスは 1.3nH および Q 値は 5GHz において 3.0 となった。以上より、この構造の可変インダクタは 1.3nH から 5.0nH までインダクタンスを変化させることが可能である。

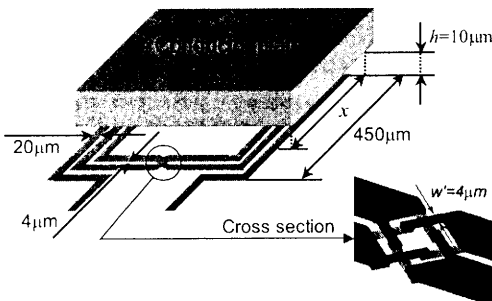


図 4. 可変インダクタ構造

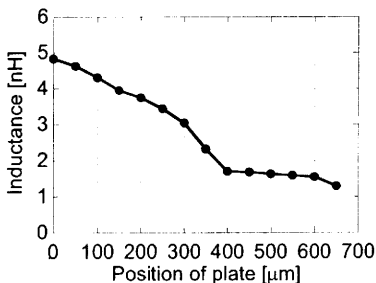


図 5(a). インダクタンス

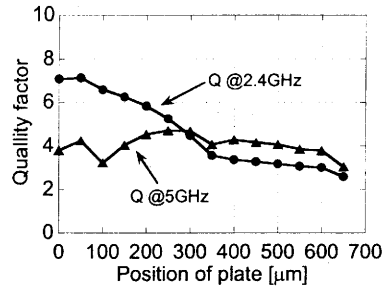


図 5(b). Q 値

## 3. 広帯域 LC-VCO アーキテクチャ

### 3.1. LC-VCO 回路構成

図 6 に、提案する広帯域 LC-VCO の回路構成を示す。通常スパイラルインダクタに代わり、前述の可変インダクタを用いた。また、n-well 中に p+領域を形成した接合ダイオードをバラクタとして用いた。バラクタダイオードの容量は接合への印加電圧  $V_{bias}$  の関数として次式で与えられる。

$$C_D = A_D \cdot \frac{C_j}{\left(1 - \frac{V_{bias}}{PB}\right)^{M_j}} + P_D \cdot \frac{C_{JSW}}{\left(1 - \frac{V_{bias}}{PB_{SW}}\right)^{M_{JSW}}} \quad (3)$$

式中の  $C_j$ 、 $C_{JSW}$ 、 $PB$ 、 $PB_{SW}$ 、 $M_j$ 、 $M_{JSW}$  は底部および側面における接合容量、ビルトイン電圧、接合容量傾き係数をそれぞれ表す。これらはプロセスによって決められるパラメータであり、回路設計者が変更することはできない。ダイオードの接合面積  $A_D$  および周囲長  $P_D$  を適切に設計することにより容量値を調整し、LC-VCO の発振周波数を目的値に調整する。可変インダクタ及びバラクタが LC タンクを構成し、これらの 2 つの可変素子によって LC-VCO の発振周波数を制御することが可能となる。クロスカップル型の MOS 差動対は負性抵抗として働き、負性抵抗がタンク回路中の損失を償うことにより、LC-VCO は発振する。寄生容量の影響を小さくするために、発振条件を満たす最小ゲート幅にデバイスサイズを設計した。また、 $1/f^3$  コーナー雑音を小さくするため、PMOS と NMOS のトランスコンダクタンスを等しく設計した[6]。

$$g_{mp} = g_{mn} \quad (4)$$

測定のため、バッファ回路を構成した。出力インピーダンスは測定機器とのインピーダンスマッチングのため、50 $\Omega$ とした。

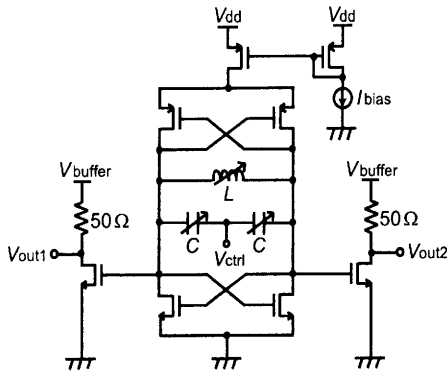


図 6. 広帯域 LC-VCO の回路構成

LC-VCO に望ましい特性の一つは大きな可変周波数範囲である。提案する LC-VCO では、インダクタンスを連続的に変化させ、LC-VCO の広帯域化を行う。一般に、LC-VCO が大きな可変範囲を持っている場合、雑音等による直流バイアス変動が出力周波数に大きな影響を与える。解決方法として、VCO 調整インデックス  $K_v(\text{Hz/V})$  を小さくすることが考えられるが、可変範囲が大きすぎず、ジッタとの間のトレードオフが存在する。必要とされる可変範囲を失わずに、ジッタ特性を改善する方法として、スイッチを用いてバラクタやコンデンサを切り替えることなどが挙げられる。本論文では、容量素子だけではなく、可変インダクタを用いることにより広帯域化を行う。可変インダクタの変化率が大きいため、VCO の発振周波数も大きく変化させることが可能である。

## 4. シミュレーション結果

### 4.1. LC-VCO の設計

LC-VCO の設計パラメータには  $0.35\mu\text{m}$  CMOS プロセスを使用した。電源電圧は  $3.3\text{V}$ 、メタル配線は 3 層である。Agilent 社 Advanced Design System(ADS)を用いてシミュレーションを行った。図 7 に、バラクタの容量特性を示す。バラクタダイオードは、接合面積  $A_D$  を  $240\mu\text{m}^2$  および周囲長  $P_D$  を  $492\mu\text{m}^2$  として設計した。バイアス電圧  $V_{bias}$  により、容量値は  $0.35\text{pF}$  から  $0.8\text{pF}$  まで変化する。これらのバラクタおよび可変インダクタを用いて広帯域 LC-VCO を設計した。LC タンク中の NMOS および PMOS 差動対、バラクタ、可変インダクタのサイズを表 1 に示す。この時、VCO のコア部には約  $7\text{mA}$  の電流が流れた。

### 4.2. シミュレーション結果

図 8 に、導体板の位置  $x=0\mu\text{m}$ ,  $200\mu\text{m}$ ,  $300\mu\text{m}$ ,  $350\mu\text{m}$ ,  $650\mu\text{m}$  における、LC-VCO の発振特性を示す。導体板挿入前( $x=0\mu\text{m}$ )において、可変インダクタのインダクタンスは  $5.0\text{nH}$  であり、バラクタによって LC-VCO の発振周波数を  $2.4\text{GHz}$  から  $2.7\text{GHz}$  へと変化させることができる。スパイラルインダクタが導体板に覆われるにしたがって、インダクタンスは小さくなり、LC-VCO はより高周波で発振する。スパイラルインダクタが導体板に完全に覆われた場合( $x=650\mu\text{m}$ )、インダクタンスは最小値の  $1.3\text{nH}$  となり、LC-VCO の発振周波数は  $4.4\text{GHz}$  から  $5.1\text{GHz}$  となる。したがって、従来のバラクタのみによる制御では  $2.4\text{GHz}$  から  $2.7\text{GHz}$  までの可変範囲であるのに対し、提案する LC-VCO では  $2.4\text{GHz}$  から  $5.1\text{GHz}$  まで連続的に可変させることが可能となる。中心周波数は  $3.7\text{GHz}$  であり、約 70% の可変範囲が得られた。図 9 に、 $f_{osc}=2.45\text{GHz}$  ( $x=0\mu\text{m}$ ) および  $f_{osc}=5\text{GHz}$  ( $x=650\mu\text{m}$ ) における LC-VCO の位相雑音特性を示す。100kHz オフセットにおける位相雑音はそれぞれ  $-90.8\text{dBc/Hz}$  ( $x=0\mu\text{m}$ )、 $-91.1\text{dBc/Hz}$  ( $x=650\mu\text{m}$ ) であった。導体板を挿入することによる、位相雑音の増加は表れなかった。表 2 に、位相雑音及び FOM を示す。FOM は VCO の性能を表す指標であり次式で表される [7]。

$$\text{FOM} = 10 \log \left[ \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \cdot \frac{1}{\mathcal{L}\{\Delta f\} \cdot P} \right] \quad (5)$$

式中の  $f_0$  はキャリア周波数、 $\Delta f$  はオフセット周波数、 $\mathcal{L}\{\Delta f\}$  は位相雑音、 $P$  は消費電力をそれぞれ表す。図 10 に、LC-VCO のレイアウト図を示す。回路面積は  $600 \times 400 \mu\text{m}^2$  であった。

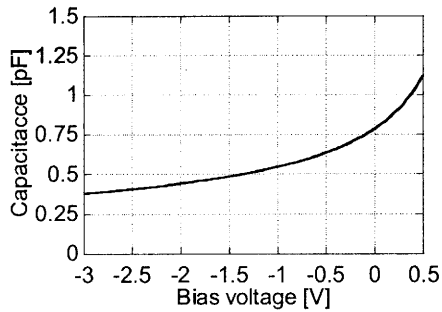


図 7. バラクタ容量特性

表 1. VCO 設計パラメータ

Process		Varactor		MOS-tank	
0.35 $\mu\text{m}$ CMOS		$A_D$	240 $\mu\text{m}^2$	$L_n$	0.35 $\mu\text{m}$
Vdd	3.3 V	$P_D$	492 $\mu\text{m}$	$W_n$	50 $\mu\text{m}$
Inductor				$L_p$	0.35 $\mu\text{m}$
Line space	4 $\mu\text{m}$			$W_p$	140 $\mu\text{m}$
Line width	20 $\mu\text{m}$				
Outer diameter	450 $\mu\text{m}$				
Number of turns	3				

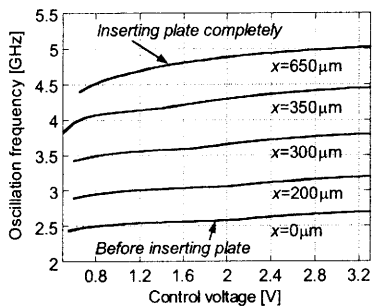


図 8. LC-VCO の発振特性

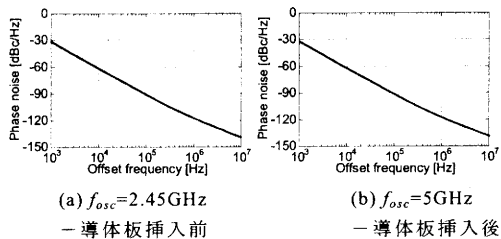


図 9. 位相雑音

表 2. FOM

Oscillation frequency	Phase noise @ 100kHz offset	FOM
2.45 GHz	-90.8 dBc/Hz	166
5.00 GHz	-91.1 dBc/Hz	171

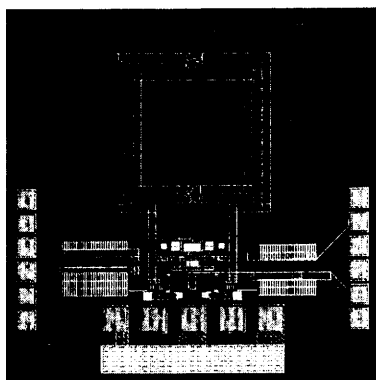


図 10. レイアウト

## 5. まとめ

本論文は CMOS ダイレクトコンバージョン方式を用いたワンチップ RF トランシーバに対する広帯域 LC-VCO を提案した。提案手法により、バラクタおよび可変インダクタの両方を用いて LC-VCO の発振周波数を制御することが可能となる。可変インダクタは導体板の位置を制御することにより 1.3nH から 5.0nH まで連続的に変化させることができた。これによって、LC-VCO は発振周波数を 2.4GHz から 5.1GHz へと連続的に変化させることが可能となった。今後の課題として、可変範囲の増大及びバイアス電圧の動的再構成が挙げられる。

## 文 献

- [1] M. Zargari, D. K. Su, C. P. Yue, S. Rbii, D. Weber, B. J. Kaczynsky, S. S. Mehta, K. Singh, S. Mendis, and B. A. Wookey, "A 5-GHz CMOS Transceiver for IEEE 802.11a Wireless LAN Systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1688-1694, 2002.
- [2] P. Andreani and S. Mattisson, "On the Use of MOS Varactors in RF VCO's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 6, pp. 905-910, 2000.
- [3] S. Gomi, Y. Yokoyama, H. Sugawara, H. Ito, K. Okada, H. Hoshino, H. Onodera, and K. Masu, "Variable RF Inductor on Si CMOS Chip," *International Conference on Solid State Devices and Materials*, pp. 398-399, 2003.
- [4] W.C. Tang, M.G. Lim, and R.T. Howe, "Electrostatic comb drive levitation and control method," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 170-178, 1992.
- [5] T. Lin, Y. Juang, H. Wang, and C. Chiu, "A Low Power 2.2-2.6GHz CMOS VCO with a Symmetrical Spiral Inductor," *IEEE International Symposium on Circuit And Systems*, pp. 641-644, 2003.
- [6] L. Dauphinee, M. Copeland, and P. Schvan, "A Balanced 1.5 GHz Voltage Controlled Oscillator with an Integrated LC Resonator," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 390-391, 1997.
- [7] P. Kinget, "Integrated GHz Voltage Controlled Oscillators", *Kluwer Academic Publishers*, 1999.