

Title	GPS デュアルバンドイメージリジェクトミクサのLO位 相誤差補償に関する研究
Author(s)	春岡, 正起; 洞木, 吉博; 松岡, 俊匡 他
Citation	電子情報通信学会論文誌C. 2003, J86-C(11), p. 1177-1183
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51694
rights	copyright©2003 IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

論文

GPS デュアルバンドイメージリジェクトミクサのLO位相誤差補償に 関する研究

春岡 正起^{†,††a)} 洞木 吉博[†] 松岡 俊匡[†] 谷口 研二[†]

A Study on the LO Phase Error Compensation of GPS Dual-Band Image-Reject Mixer

Masaki HARUOKA^{†,†† a)}, Yoshihiro UTSUROGI[†], Toshimasa MATSUOKA[†], and Kenji TANIGUCHI[†]

あらまし L1/L2の二つの周波数を同時に受信可能な GPS 受信機の実現を目的とし,トランスコンダクタ部 を共通化したクワドラチャーミクサを用いた Weaver 型のデュアルバンドイメージリジェクトミクサを提案する. このクワドラチャーミクサは LO の位相誤差を補償する効果があり,キャリプレーションや補償回路を追加するこ となくイメージリジェクト比(IMRR)が改善できる.0.25 μm CMOS プロセスを用いてデュアルバンドイメー ジリジェクトミクサの設計と試作を行い,1st LO のポリフェーズフィルタの精度で制限される IMRR が 41 dB から最大 64 dB までの改善を確認した.

キーワード GPS, クワドラチャーミクサ, イメージリジェクト比, イメージリジェクトミクサ

1. まえがき

GPS (Global Positioning System) は米国防省に より開発された人工衛星による測位システムであるが, 民間利用者にも開放されカーナビゲーションの主要な 要素として普及してきた.その基本は,衛星に搭載さ れた原子時計を基準とした世界的な時刻の測量システ ムであり,世界的に正確な「場所」と「時刻」の情報 を提供するインフラとして重要となってきている.更 に近年では,カーナビゲーションから精密測量,携帯 機器などの分野にまで応用が広がりつつあり,GPS受 信機の安価,小型化,低消費電力化,高性能化に対す る要求は非常に高くなってきている.

GPS衛星はL1帯(1.57 GHz)とL2帯(1.23 GHz)の

^{††} 古野電気株式会社,西宮市 FURUNO ELECTRIC CO., LTD, 9-52 Ashihara-cho, Nishinomiya-shi, 662-8580 Japan

a) E-mail: haruoka@eie.eng.osaka-u.ac.jp

二つの周波数で電波を送っており,L1帯には民生用 C/A コードと軍事用 P コードの両方が乗っているが, L2帯にはPコードのみが乗せられている.しかしGPS の近代化政策により,2003年よりL2帯にもC/Aコー ドが乗せられた衛星の打上げが開始され,今後,L1帯 とL2帯の二つの周波数を連続して同時に受信可能な 次世代 GPS 受信機が必要とされる.そのような要求か ら本研究では, GPS L1/L2の2周波を同時に入力し, 別々に出力する Weaver 型デュアルバンドイメージリ ジェクトミクサ [1] の設計と試作を 0.25 μm CMOS プ ロセスを用いて行った.本回路の1st ミクサに用いた トランスコンダクタを共通化したクワドラチャーミク サ[2]にはLOの位相誤差を補償する効果があり,キャ リブレーションや補償回路を追加することなく1st LO のポリフェーズフィルタの精度で制限される IMRR が 41 dBから最大 64 dB までの改善を確認した.

2. 回路構成

Weaver 型デュアルバンドイメージリジェクトミク サのブロック図を図1に示す [3].本研究では,1stミ クサに後述のトランスコンダクタ部を共通化したクワ

[†] 大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻, 吹田市 Department of Electronics and Information Systems, Graduate School of Engineering, Osaka University, 2-1 Yamadaoka, Suita-shi, 565-0871 Japan



図 1 デュアルバンドイメージリジェクトミクサのブロック図 Fig. 1 Block diagram of dual-band image reject mixer.





Fig. 2 IMRR vs. phase error as a parameter of amplitude error.

ドラチャーミクサ, 2nd ミクサにパッシブミクサを用 いた.この他,LOのIQ出力生成用のポリフェーズ フィルタ,2nd IF段の加算器,減算器を組み込んでい る.差動LO入力は外部のバランを用いて供給した. 図1において,1st LO周波数はL1とL2の中心周波 数(1.40 GHz)に設定しており,L1とL2を互いにイ メージ周波数の関係となるIF周波数(170 MHz)にダ ウンコンバートし,これを更に2nd LO(160 MHz) で後段のディジタル信号処理が利用できる2nd IF周 波数(10 MHz)にダウンコンバートする.加算器出 力段ではL2信号はキャンセルされ,L1信号のみが出 力される.また逆に減算器出力段ではL1信号はキャ ンセルされ,L2信号のみが出力される.このようにイ メージリジェクトミクサを採用することにより,外付 けのイメージリジェクトフィルタの削減ができる.ま



図 3 トランスコンダクタ部を共通化したクワドラチャーミクサ Fig. 3 Quadrature mixer with shared the transconductor.

たL1/L2の2周波で1stクワドラチャーミクサを共有 化し,L1/L2信号を連続して同時に出力するため低消 費電力の効果が得られる.

ただし, 典型的な1周波受信システムでは前段に付加されるアンテナやフィルタによってイメージ周波数が減衰し,その分だけ受信システム全体のIMRRは改善されるが,本回路を用いる場合,互いのイメージ周波数が希望波となるため,受信システム前段で減衰されない.更に,受信システム前段の利得がL1とL2で異なる場合,その差の分だけ利得が低い経路のIMRRが劣化する.よってミクサのイメージ除去に対する要求は厳しいものとなり, $40 \sim 50 \text{ dB}$ のIMRRが必要とされる.IMRRは振幅誤差Aと位相誤差 δ を用いて式(1)で表すことができる.図2に振幅誤差(振幅比)Aをパラメータとした位相誤差 δ とIMRRの関係を示す.

$$IMRR = 10 \log_{10} \left(\frac{1 + 2A\cos\delta + A^2}{1 - 2A\cos\delta + A^2} \right)$$
(1)

$$IMRR: イメージリジェクト比
A:振幅誤差(振幅比)$$

 $\delta: 位相誤差$

2.1 クワドラチャーミクサ

ー般的なギルバートミクサをI相とQ相で用いると (図3(a)),トランスコンダクタ部のミスマッチによる 誤差によりIMRRが劣化する.その要因として相互コ ンダクタンスgmのミスマッチによる出力振幅誤差が 挙げられる.ミクサコア部はLOの振幅が十分大きい 条件ではスイッチ動作するためミスマッチの大きな要



図4 クワドラチャーミクサのスイッチング Fig.4 Switching configuration of quadrature mixer.



Fig. 5 LO voltage and mixer core current.

因にはならない.そこで, IMRR への影響が大きいト ランスコンダクタ部をI相とQ相で共通化することに よって,上記のミスマッチの影響を軽減して, IMRR が改善される(図3(b)).この回路は単にトランスコ ンダクタ部を共通化しただけであるが,スイッチング 特性がギルバートミクサと異なるため,変換利得,雑 音指数が改善される効果がある[4].

次に,このクワドラチャーミクサのスイッチング特 性について考察する.LO入力が十分に大きな振幅の 正弦波で,ミクサコア部が理想的なスイッチング動作 する場合,図4に示す I_+ 相, Q_+ 相, I_- 相, Q_- 相の 4相のうち,最大のLO入力電圧が印加されたトラン ジスタに対応する1相のみがONとなる.これが順番 に切り換わり,図4に示すように①→②→③→④のス イッチングでLO信号の1周期に相当する.

図5に4相のLO信号とミクサコア電流の時間波形 を示す.図5より、ミクサコア電流のスイッチングの タイミングはLO電圧のクロスポイントとなることが わかる.ミクサコア電流とは、ミクサコア部のトラン ジスタに流れる差動電流で定義する.例えば図4のI相 に対し、①では正相で2*I*_{bias}流れるので2*I*_{bias}、②で は電流が流れないので0、③では負相で2*I*_{bias}流れる ので-2*I*_{bias}、④では電流が流れないので0となる.こ のミクサコア電流の値は次式で表される.

$$i(t) = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} I_{bias} \sum_{n=1,odd}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{n} \sin\left(n\omega_{LO}t + \frac{\pi}{4}\right)$$
(2)

この式より,基本波成分の振幅は

$$|i_1(t)| = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} I_{bias} \tag{3}$$

となる.これより,変換利得 $G_c[A/V]$ は

$$G_c = \frac{|i_1(t)|}{4I_{bias}}g_m = \frac{\sqrt{2}}{\pi}g_m \tag{4}$$

で表される.ここで gm はトランスコンダクタ部に使用したトランジスタの相互コンダクタンスである.







図7 規格化した LO の振幅と IF の位相誤差との関係 Fig. 7 Nomalized LO amplitude vs. IF phase error.

図6にLO電圧に位相誤差がある場合のLO電圧と ミクサコア電流の時間波形を示す.前述のようにミク サコア電流はLO電圧のクロスポイントでスイッチン グするのでスイッチングポイントは常に90°に保たれ る.つまりミクサコア部が理想的なスイッチング動作 をしていればLOの位相誤差に関係なくミクサコア電 流は常に90°位相差を保ったままの出力が得られる.

図7にLOに位相誤差がある場合のLOの振幅とIF 出力の位相誤差の関係の計算結果を示す.計算は各ト ランジスタが飽和領域で動作すると仮定し,2乗則の V_{GS} - I_D 特性のMOSFETモデルで行った.またLO の振幅は, $\sqrt{I_{bias}/2\beta}$ で正規化した(β はミクサコア 部のトランジスタのW/Lに比例するデバイスパラメー



図 8 クワドラチャーミクサの回路図 Fig. 8 Circuit of quadrature mixer.



図 9 2nd クワドラチャーミクサの回路図 Fig. 9 Circuit of 2nd quadrature mixer.

タ $\beta = \mu_n C_{ox} W/L$). LOの振幅が小さい条件ではLO の位相誤差がそのまま IF 出力の位相誤差となってい るが,LOの振幅を1より大きくするとミクサコア部 がスイッチング動作に近づくことにより IF 出力の位 相誤差が小さくなり,補償効果が大きくなる.

図8に今回試作したクワドラチャーミクサの回路図 を示す.

2.2 2nd ミクサ

2nd クワドラチャーミクサにはパッシブ型を採用した.回路図を図9に示す.このミクサは十分に大きなLO振幅の条件においてスイッチ動作となるためI相, Q相間のミスマッチの影響が小さく,LOの振幅誤差の影響も小さい.またバイアス電流を必要としないため出力段におけるフリッカ雑音を小さくできる[5].

2.3 ポリフェーズフィルタ

1st LO 信号, 2nd LO 信号の IQ 出力を得るため



図 10 ポリフェーズフィルタの入力方法 Fig. 10 The input method of polyphase filters.

に、それぞれ2段のRCポリフェーズフィルタを使用 した[6].ポリフェーズフィルタは信号の入力方法に よってIQ出力の位相と振幅のミスマッチの周波数特性 が異なる.各相のRCの値が相対的にマッチングがと れている条件では、図10(a)に示すように V_{in1} , V_{in3} 間のみに差動信号を入力した場合、($V_{out1} - V_{out3}$)、 ($V_{out2} - V_{out4}$)の2相の差動出力は式(5)より全周波 数帯域において90°位相差が保たれる.

$$V_{out1} - V_{out3} = \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_1} (V_{in+} - V_{in-})$$
$$V_{out2} - V_{out4} = \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} (V_{in+} - V_{in-})$$
(5)

一方,図10(b)のようにV_{in1}とV_{in2},V_{in3}とV_{in4}
 を接続し,両端子に差動信号を入力した場合,(V_{out1} – V_{out3}),(V_{out2} – V_{out4})の2相の差動出力は式(6)よ
 り全周波数帯域において振幅比1が保たれる.

$$V_{out2} - V_{out4} = \frac{1 - j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} (V_{in+} - V_{in-})$$
(6)

 $V_{out1} - V_{out3} = V_{in+} - V_{in-}$

トランスコンダクタを共通化したクワドラチャーミ クサは前述のようにLO信号の位相誤差の補償効果が 得られるので1stLO信号用のポリフェーズフィルタ には,振幅比が1に保たれる回路(図10(b))を採用し た.2ndパッシブミクサは十分にLOの振幅が大きけ れば振幅誤差の影響が小さいので90°位相差が保たれ る回路(図10(a))を採用した.



図 11 チップ写真 Fig.11 Micro photograph of fabricated chip.

3. 測定結果

提案した回路を 0.25 µm CMOS プロセスで設計, 試作した.チップ写真を図 11 に示す.実装面積は 600 µm×600 µm であり,電源電圧 2.5 V で消費電流 4 mA である.

3.1 クワドラチャーミクサの評価結果

クワドラチャーミクサの測定系を図 12 に示す.LO 電圧の位相誤差は分配器出力とバラン入力との間に可 変の位相器を挿入し位相を変化させた.IF 出力の位 相はバランでシングルに変換後,ネットワークアナラ イザを用いてI相を基準信号としてQ相の位相を測定 した.



図 12 クワドラチャーミクサの測定系 Fig. 12 Experimental setup for quadrature mixer.



図 13 LO の振幅を変えた場合 LO の位相誤差に対する IF の位相誤差の関係



LO の振幅をパラメータとして,LO の位相誤差と IF 出力の位相誤差の関係を測定した結果を図 13 に示 す.LO の振幅が小さい条件 $V_{LO} = 0.28 V_{p-p}$ では, LO の位相誤差がそのまま IF 出力に現れるため傾き 1 の直線となるが,LO の振幅を大きくすることによっ て位相補償効果が現れ, $V_{LO} = 0.9 V_{p-p}$ ではLO の 位相誤差が 0° 付近において直線の傾きは0.4まで改善 された.

3.2 1st LO ポリフェーズフィルタの評価結果

1st LOポリフェーズフィルタの精度で決まる IMRR の測定結果を図 14 に示す. IMRR はポリフェーズフィ ルタの I 相と Q 相間での振幅誤差 A と位相誤差 δ を式 (1) に代入して求めた値である. これより 1st LO 周波



図 14 1st LO のポリフェーズフィルタの IMRR の測定結果 Fig. 14 Measured IMRR of polyphase filter used 1st LO.

数1.40 GHz では IMRR が 41 dB となる.

3.3 イメージリジェクトミクサの評価結果 デュアルバンドイメージリジェクトミクサのLOの振 幅に対するL1chとL2chのIMRRの測定結果と計算結 果を図15に示す.LOの振幅が小さな条件ではクワド ラチャーミクサの位相補償効果は現れず,回路自体の 精度でIMRR値が決まる.これは1st LOポリフェー ズフィルタのIMRRの測定値41 dBと一致し,1st LO の精度でIMRRの値が制限されていると考えられる. 計算結果は回路自体のIMRRが与えられた条件での LO電圧に対するIMRRを示す.これよりLOの振幅 を $0.3 V_{p-p}$ より大きくすることでクワドラチャーミク サの位相補償効果が現れ,IMRRが最大64 dBまで改 善された.ただし,更にLOの振幅を大きくしていく と,計算結果とは逆にIMRRが劣化している.これは ミクサコア回路トランジスタが線形動作領域に入って





Fig. 15 LO amplitude vs. IMRR of the dual-band image reject mixer.

ドレーン抵抗のばらつきなどの影響を受けるためと考 えられる.

4. む すび

トランスコンダクタ部共通化したクワドラチャーミ クサにはLOの位相誤差を補償する効果があり,イメー ジリジェクト比 (IMRR) が改善できることを示した. またこのクワドラチャーミクサを用いた GPS L1/L2 用のデュアルバンドイメージリジェクトミクサの設計 と試作を 0.25 µm CMOS プロセスを用いて行い, キャ リブレーション,補償回路の追加なしで,1st LOの ポリフェーズフィルタの精度で制限される IMRR が 41 dBから最大64 dBまで改善されることを確認した.

謝辞 本研究は日本学術振興会未来開拓学術研究推 進事業の援助のもとで行われた.また,本チップの設 計は東京大学大規模集積システム設計教育研究セン ターを通し, Synopsys 及び Cadence のツールを用い て行われたものである.

文 献

- [1] D. K. Weaver, "A third method of generation and detection of single-sideband signals," Proc. IRE, vol.44, pp.1703-1705, Dec. 1956.
- [2] J. Harvey and R. Harjani, "An integrated quadrature mixer with improved image rejection at low voltage," 14th International Conference on VLSI Design, Jan. 2001.
- [3] S. Wu and B. Razavi, "A 900 MHz/1.8 GHz CMOS receiver for dual band applications," ISSCC Digest, pp.124-125, Feb. 1998.

- [4] R. Harjani and J. C. Harvey, "Analysis and design of an integrated quadrature mixer with improved noise, gain and image rejection," IEEE International Symposium Circuits and Systems, vol.IV, pp.786-789, May 2001.
- [5] T. H. Lee, The Design of CMOS radio-Frequency Circuits, Cambridge University Press, 1999.
- [6] J. Crols and M. S. J. Steyaert, "A single-chip 900 MHz CMOS receiver front-end with a high performance low-IF topology," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.30, no.12, pp.1483-1492, Dec. 1995.

(平成15年3月24日受付,6月20日再受付)



春岡 正起 (学生員)

平7姫路工大・工・電気卒.平9同大大学院 博士前期課程了. 平3古野電気(株)入社.現 在阪大大学院工学研究科博士後期課程在学中. CMOS RF回路の研究に従事.IEEE会員.



洞木 吉博

平15阪大・工・電子卒.現在阪大大学院工 学研究科博士前期課程在学中, CMOS RF回 路の研究に従事.



松岡 俊匡 (正員)

平元阪大・工・電子卒.平3同大大学院博 士前期課程了. 平3シャープ(株)入社. 平11 阪大大学院工学研究科電子情報エネルギー工 学専攻リサーチ・アソシエイト (日本学術振 興会研究員). 平12同大大学院工学研究科電 子情報エネルギー工学専攻講師. CMOS RF 回路の研究に従事.工博.応用物理学会, IEEE 各会員.



谷口 研二 (正員)

昭46 阪大·工·電子卒.昭48 同大大学院 修士課程了.昭50東芝(株)入社.昭57より 1年間マサチューセッツ工科大学客員研究員. 昭61 阪大工学部電子工学科助教授. 平8 同大 大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専 攻教授.現在までSiの酸化・拡散プロセス,

半導体デバイスの物理,半導体シミュレーション技術,アナログ 集積回路の研究に従事.工博.応用物理学会,電気学会,IEEE 各会員.