

サンプリングミキサを用いたワンセグ放送用 tuner フロントエンドの研究

笹井 重徳[†] 小島 貴志[†] 馬上 崇[†] 李 寧[†] 倉科 隆[†] 松澤 昭[†]

[†]東京工業大学 電子物理工学専攻 〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

E-mail: [†]{ shigenori, kojima, takashi, lining, kurash, matsu}@ssc.pe.titech.ac.jp

あらまし ワンセグ放送用 tuner フロントエンドの開発において必要とされる特性（低消費電力、チャンネル選択性、高い線形性、小型化）とサンプリングミキサの特性（低消費電力、フィルタ特性の可変性、高い線形性、小型化）は共通点が多い。よってサンプリングミキサと VGLNA から成る ISDB-T 用チューナの RF フロントエンド部分を CMOS プロセスで設計試作し、その性能を検討した。VGLNA はシミュレーション上、最大利得 20dB、NF<2.7dB（最大利得時）、IIP3=0dBm、利得可変幅 60dB のものを開発した。

キーワード ワンセグ, サンプリングミキサ, VGLNA, Tuner

A study on the front end for the tuner using sampling mixer in ISDB-T.

Shigenori SASAI[†] Takashi KOJIMA[†] Takashi MOUE[†] Li NING[†] Takashi KURASHINA[†] and Akira MATSUZAWA[†]

[†]Dept. of Physical Electronics, Tokyo Institute of Technology 2-12-1 Ookayama, Meguro-ward, Tokyo 152-8552 Japan

E-mail: [†]{ shigenori, kojima, takashi, lining, kurash, matsu}@ssc.pe.titech.ac.jp

Abstract The performance (low power consumption, selective channel, high linearity, and downsizing) needed when the tuner front-end for ISDB-T is developed and the characteristic (low power consumption, variable the characteristic of filter, high linearity, and downsizing) of the sampling mixer have a lot in common. Therefore, the RF front-end part that consisted of the sampling mixer and VGLNA was implemented using standard CMOS process, to confirm its operation experimentally. The VGLNA has been achieved the variable gain from 20dB to -40dB.

Keyword ISDB-T (integrated service digital broadcasting-terrestrial), Sampling mixer, VGLNA, Tuner

1. はじめに

1.1. 背景と課題

めざましい発展を続けている情報通信技術(IT)はユビキタス時代の到来を加速させている。そして誰もがシームレスにネットワークを利用するためには、様々な規格や方式に対応したワイアレスシステムを一台の携帯端末に搭載することが望まれる。そのため送受信する無線の中心周波数や帯域幅、さらには機能を自在に切り替えるソフトウェア無線の研究が盛んに行われている。本研究では、携帯端末で簡易動画放送を受信する「携帯受信（1セグ放送）」の受信機に着目した。1セグ放送は2003年12月に開始された地上デジタル放送「ISDB-T (integrated service digital broadcasting-terrestrial)」による携帯機器向け放送サービスである。地上デジタル放送では1チャンネル（帯域幅：6MHz）を14個のセグメントに等分（内1セグメントは隣の帯域とのガードチャンネルとして使用される）し、中心の

1セグメント（帯域幅：約430KHz）を携帯受信に割り当てる。この地上デジタル放送の受信機能をバッテリー駆動の携帯端末に組み込むには、受信用チューナの低消費電力化及び小型化が重要な課題となる。さらに、携帯受信は固定受信とは大きく受信環境が異なる。携帯受信を行っている端末自体が携帯電話の基地局と送受信を行う場合、また携帯受信を行っている端末のアンテナのすぐ近くで他の携帯電話大電力で送受信を行う場合など、過大な妨害波を受ける要因が数多くあり、妨害波に対する耐性、すなわち線形性の向上が特に重要である[1]。ISDB-Tに必要とされる特性（低消費電力、チャンネル選択性、高い線形性、小型化）とTIの提案したサンプリングミキサの特性（低消費電力、フィルタ特性の可変性、高い線形性、小型化）は共通点が多い[2]。従って本研究ではサンプリングミキサとVGLNAから成るISDB-T用チューナのRFフロントエンド部分を設計し、その性能を検討する。

1.2. 目標性能

RFフロントエンド部に必要な性能を考察する。まず復調に必要なBER(Bit Error Rate)は 2×10^{-4} である。これはRFフロントエンド部の次段のADC(Analog Digital Converter)の入力でSNR(Signal to Noise ratio)が 6.5dB であることに相当する。よってRFフロントエンド部のNF(Noise Figure)は

$$P_{in,min} = P_{RS} + NF + SNR_{min} + 10 \log B \quad (1)$$

から 16.5dB 以下としなければならない。また所望波に対して大きな妨害波を受ける時、鈍感化(Desensitization)という現象が起きることがある[3]。所望波を $A_1 \cos(\omega_1 t)$ と表し、妨害波を $A_2 \cos(\omega_2 t)$ と表すと、回路が受ける信号は

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2)$$

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x(t)^2 + \alpha_3 x(t)^3 + \dots \quad (3)$$

となる。この鈍感化を防ぐためには

$$|\alpha_1| \gg \left| \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2 \right| \quad (4)$$

を満たす必要がある。従って -30dBm の妨害波を仮定すると 1dB コンプレッションポイントは -19.6dBm 以上が必要である。IIP3(Third Order Input Intercept Point)は -10dBm が必要となる。

2. 回路構成

全体の構成は Fig. 1 のように UHF バンドパスフィルタの後ろに VGLNA、サンプリングミキサと続く。本節では点線の中の VGLNA、サンプリングミキサについて検討する。

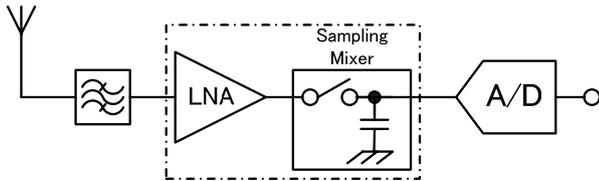
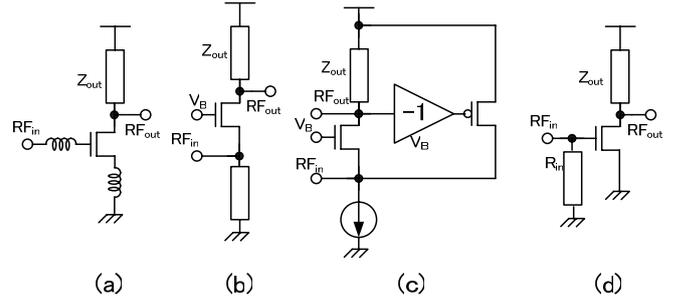


Fig. 1 全体構成

2.1. 低雑音増幅器 (LNA)

LNA は低 NF 特性と入力(出力)のインピーダンス整合が主に重視される。もちろん IP3、動作周波数、利得なども重要な特性である。ここでは各種整合方式から説明し、本研究の VGLNA として採用した構成とシミュレーション結果を示す。



(a) インダクティブデジェネレーション LNA
(b) ゲート接地 LNA
(c) 帰還整合 LNA
(d) 抵抗整合 LNA

Fig. 2 各種整合方式による LNA

a) インダクティブデジェネレーション LNA

インダクティブデジェネレーション LNA は Fig. 2(a) のように入力トランジスタのゲートとソースにインダクタを挿入することで整合をとる[4]。この時の入力インピーダンスは

$$Z_{in} = s(L_g + L_s) + \frac{1}{sC_{gs}} + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} \quad (5)$$

と表すことができる。ここで L_g はゲート側についているインダクタ、 L_s はソース側についているインダクタ、 C_{gs} はトランジスタのゲート・ソース間容量、 g_m はトランジスタのトランスコンダクタンスである。この整合方法はキャパシタンスとインダクタンスの共振を利用しているので、整合範囲は他の整合方法に比べ狭い。利得は

$$Gain = L_{load} \sqrt{Q_s^2 + 1} \left(\frac{3\mu V_{eff}}{4R_s L^2} \right) \quad (6)$$

$$R_s = \frac{g_m L_s}{C_{gs}}$$

となり、 L_{load} は誘導性負荷、 Q_s はそのクオリティファクタである。オーバードライブ電圧 V_{eff} を大きくすることで利得は大きくなる。雑音指数 NF は

$$NF = 1 + \frac{\gamma \omega_0 L}{3v_{sat}} P(V_{eff}, P_d) \quad (7)$$

となり V_{eff} と P_d の関数である[4][5]。ここで γ はチャネル熱雑音係数、 v_{sat} はキャリアの飽和速度である。従って

$$V_{eff,opt} = LE_{sat} \sqrt{\frac{P_d}{P_0} |c| \sqrt{\frac{5\gamma}{\delta}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{3}{|c|^2} \left(1 + \frac{\delta}{5\gamma} \right)} \right)} \quad (8)$$

$$P_0 = \frac{3V_{dd}V_{sat}E_{sat}}{2\omega_0 R_{in}}$$

でNFは最小となる。 δ はゲートノイズ係数、 E_{sat} は速度飽和電界、 c は相関係数、 V_{dd} は電源電圧である。

b) ゲート接地 LNA

ゲート接地 LNA は Fig.2 (b)のように構成される。入力インピーダンスは

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (9)$$

となり、整合をとるために $g_{m1}=0.02$ が必要である。このとき十分な線形性を得るために $V_{eff}=0.2$ とすると $I_{ds}=2\text{mA}$ となる。従って利得は

$$\text{Gain} = \frac{g_{m1}Z_{out}}{2} \quad (10)$$

となる。抵抗負荷を用いるか能動負荷を用いるかによって異なるが、利得は約 20 倍が得られる。このときの雑音指数 NF は

$$NF = 1 + \frac{4kT\gamma g_{m1}Z_{out}^2 + 4kTZ_{out}}{4kTR_s(g_{m1}R_{out})^2} \quad (11)$$

抵抗負荷のとき $Z_{out} = R_{out}$ となり、NF は約 1.77 である ($\gamma = \frac{2}{3}, R_{out} = 500$)。PMOS のような能動負荷の場合

$$NF \text{ は約 } 2 \text{ である } (\gamma = \frac{2}{3}, g_{mp} = \frac{1}{2}g_{m1}).$$

c) 帰還整合 LNA

帰還整合 LNA は Fig. 2 (c)のように PMOS からの帰還で整合をとる [6]。 Z_{out} を変化させることで整合を調整する。これにより、 Z_{out} をスイッチ等で変化させた時、整合帯域を変化させることができる。もう一つの利点としては整合と g_m を独立に設定することができる。従って NF をゲート接地 LNA より小さくすることも可能である。入力インピーダンスは

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{mn}(1 - g_{mp}Z_{out})} \quad (12)$$

と表すことができる。利得は

$$\text{Gain} = \frac{g_{mn}Z_{out}}{2} \quad (13)$$

となり、雑音係数は

$$NF = 1 + \frac{\gamma}{g_{mn}R_s} + \gamma g_{mp}R_s + \frac{(1 + g_{mn}R_s)^2}{g_{mn}^2 R_s |Z_{out}|} \quad (14)$$

で表される。理論的には $|Z_{out}|$ と g_{mn} を大きくして、 g_{mp} を小さくすれば NF は 1 となる。さらにスイッチ等でインダクタを切り替えれば多帯域で整合可能である。しかし MOS スイッチでの切り替えではインダクタの Q 値を著しく劣化させるという欠点がある。

d) 抵抗整合 LNA

抵抗整合 LNA は Fig. 2 (d)のようにゲートに $R_{in}=50\Omega$ を付加することで整合をとる。利得は

$$\text{Gain} = \frac{g_{m1}Z_{out}}{2} \quad (15)$$

となる。雑音指数は

$$NF = 2 + \frac{4kT\gamma g_{m1}|Z_{out}|^2 + 4kTZ_{out}}{4kTR_s(g_{m1}|Z_{out}|)^2} \quad (16)$$

となり、一般に NF が一番悪い整合方法である。

本研究の Tuner 用 LNA は入力電力範囲 -96 dBm ~ -20 dBm であるため 20 dB ~ -40 dB の範囲で可変とする。また入力帯域 470 MHz ~ 770 MHz を必要とするため、狭帯域で整合を実現する LC 共振は用いることができない。以上を考慮して今回用いた VGLNA の構成を Fig. 3 に示す。

帰還整合 LNA は広帯域で整合可能であることから、本構成としては有効であるように考えられるが、線形性を確保するために I_{ds} が制限される。そのため、構成の複雑な帰還整合 LNA を用いるメリットはない。

入力電力が小さいとき、問題となるのは NF と妨害波による所望信号のブロッキングである。最大利得時 NF < 3dB を目標とすると抵抗整合よりもゲート接地整合が適する。よって最大利得時はゲート接地 LNA を採用する。入力電力が大きくなってくると NF は重要なファクターではなくなり、線形性がもっとも重要となる。そのため容量結合により信号を減衰させた後、増幅器に信号を入力する。容量結合はハイインピーダンスなので、50 Ω の抵抗で整合をとる。Fig. 3 のように最大利得時はゲート接地 LNA を使い、入力電力が大きくなるに伴い抵抗整合 LNA に切り替える。Mode 1 は Mode 切り替えスイッチを on にし、 V_{B1} にバイアスをかけたとき利得 20 dB となる。Mode 2 は Mode 切り替えスイッチを off にし、 V_{B2} にバイアスをかけたとき利得 0 dB となる。Mode 3 は Mode 切り替えスイッチを off にし、 V_{B3} にバイアスをかけたとき利得 -20 dB となる。Mode 4 は Mode 切り替えスイッチを off にし、 V_{B4} にバイアスをかけたとき利得 -40 dB となる。

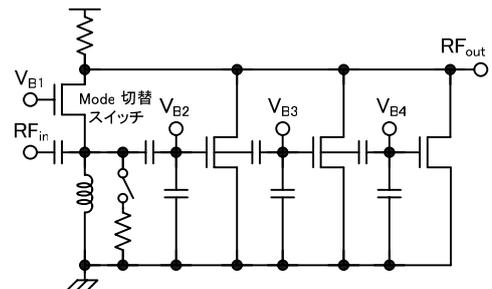


Fig. 3 提案する VGLNA

提案した VGLNA の増幅器を切り替えた場合の利得は Fig. 4 のようになる。使用する増幅器を切り替えることで利得を変化させ、可変利得幅 20 dB ~ -4 0dB を実現できていることがわかる。また IIP3 のもっとも悪い Fig. 5 でも IIP3 > 0 dBm を達成している。ノイズに関しては Fig. 6 からわかるように 470 M ~ 770 M の範囲において NF < 2.7 dB となり目標を達成している。

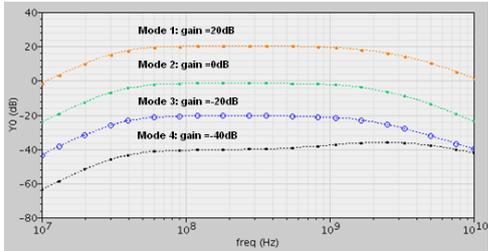


Fig. 4 tuner 用 VGLNA の周波数特性

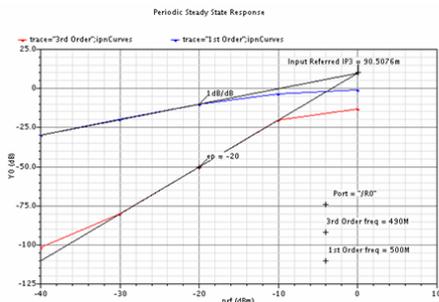


Fig. 5 M1 の増幅器の IIP3(off の Tr の Vg=0V)

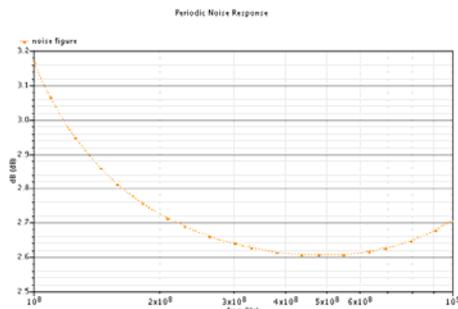


Fig. 6 最大利得時の NF

2.2. サンプルングミキサ

サンプルングミキサとは Fig. 7 のように MOS スイッチと容量のみから構成される [2][7]-[9]。

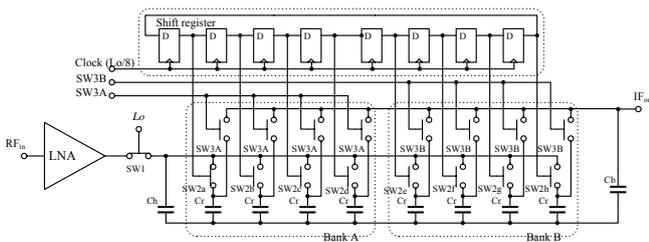


Fig. 7 サンプルングミキサ

サンプルングミキサの特徴は、能動素子がないので線形性が良い。能動素子がないことにより直流電流が流れないので従来のギルバートセルミキサに比べ低消費電力である。さらにサンプルングによるダウンコンバージョン、そして電荷の受け渡しによるフィルタリングとデシメーションの 3 つの動作が同時に行われる。このフィルタリング作用をうまく用いて近接チャンネルや折り返し信号あるいは帯域外信号を効果的に抑制することで、ADC のダイナミックレンジと変換周波数への要求を緩和できる。

サンプルングミキサはデジタル部との親和性が高く、RF 部を削減することで、占有面積の低減と、歩留まりの向上、及び低消費電力化を実現できる。またスイッチと容量から構成されているので、容量比やクロックの周期を変化させることによりフィルタ特性も可変となる。このようにサンプルングミキサはソフトウェア無線のコンセプトとよく一致し、大変有用な回路である。

ここではサンプルングミキサのフィルタリング作用について解析する。サンプルングミキサは電流入力とすることで 5 つのフィルタを通過する。

フィルタ特性の一つ目は電流積分の効果である。入力電圧を v_{in} とし、クロック 1 周期の間に容量にチャージされる電荷を u_k とする。クロック 1 周期の間に容量にチャージされる電荷は

$$u_k = \int_{t_0}^{t_0+T_{on}} i dt = \frac{g_m \left(V e^{j\omega(t_0+T_{on})} - V e^{j\omega t_0} \right)}{j\omega} \quad (17)$$

で表される。電圧から電荷への伝達関数は

$$\left| \frac{u_k}{v_{in}} \right| = \left| g_m T_{on} \frac{\sin\left(\frac{T_{on}}{2} \omega\right)}{\left(\frac{T_{on}}{2} \omega\right)} \right| \quad (18)$$

となる。ここで T_{on} はクロックのスイッチが on している時間である。この周波数特性をグラフにすると Fig. 8 になる。 T_{on} を上手く選ぶことで効果的に妨害波の除去が可能となる。

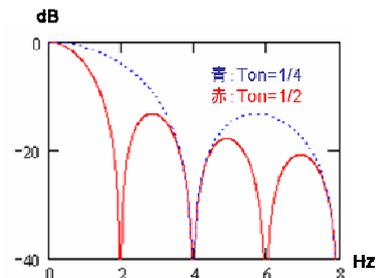


Fig. 8 電流積分の周波数特性

2つ目は Fig. 9 に示すように Ch と Cr に電荷をチャージすることで掲載される移動平均である。これは電圧入力では表れないフィルタ作用である。

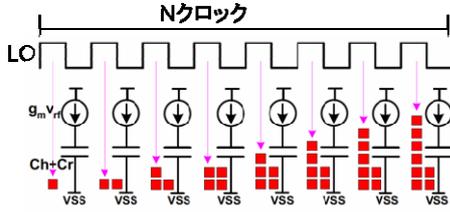


Fig. 9 電荷チャージのイメージ

伝達関数は

$$|F_{1stSinc}(\omega)| = \frac{\left| \sin\left(\frac{N\omega T}{2}\right) \right|}{\left| \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|} \quad (19)$$

で表され、グラフ化したものが Fig. 10 である。

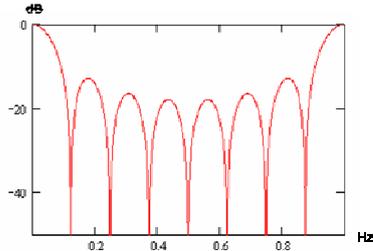


Fig. 10 一段目の移動平均フィルタ (N=8)

3つ目が IIR フィルタである。これも電流入力の場合のみ形成され、Cr を切り替える時に Ch に過去の履歴が残ることにより形成される IIR フィルタである。

伝達関数は

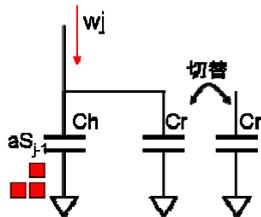


Fig. 11 Ch の電荷の履歴による IIR フィルタ

$$|F_{1stIIR}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+a^2-2a\cos(N\omega T)}} \quad (20)$$

$$a = \frac{C_h}{C_h + C_r}$$

となり、グラフ化したものが Fig. 12 である。

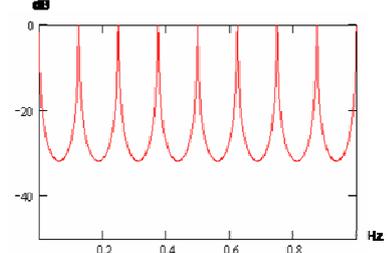


Fig. 12 一段目の IIR フィルタ (N=8)

4つ目は4つの Cr にチャージされた電荷を加算することで移動平均が形成される。伝達関数は

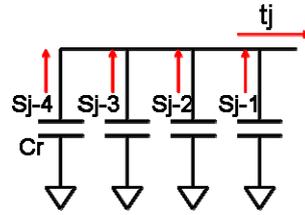


Fig. 13 それぞれの Cr の電荷の和をとる移動平均

$$|F_{2ndSinc}(\omega)| = (1-a) \frac{\left| \sin\left(\frac{MN\omega T}{2}\right) \right|}{\left| \sin\left(\frac{N\omega T}{2}\right) \right|} \quad (21)$$

となり、グラフ化したものが Fig. 14 である。

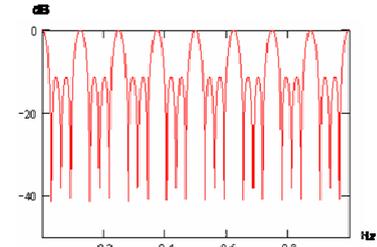


Fig. 14 2 段目の移動平均フィルタ (N=8, M=4)

5つ目は Cb に電荷の履歴を残すことにより形成される IIR フィルタである。伝達関数をもとめると

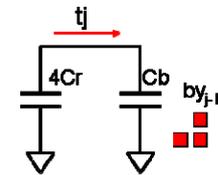


Fig. 15 Cb の電荷の履歴による IIR フィルタ

$$|F_{2ndIIR}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+b^2-2b\cos(MN\omega T)}} \quad (22)$$

$$b = \frac{C_B}{4C_R + C_B}$$

となる。グラフ化したものが Fig. 16 である。

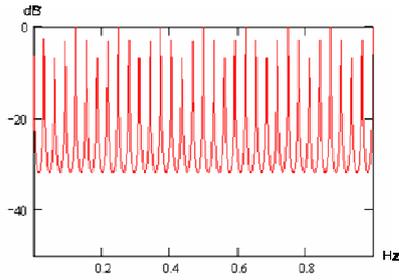


Fig. 16 2 段目の IIR フィルタ (N=8, M=4)

以上からサンプリングミキサ全体の伝達関数は

$$|F_{all}| = g_m T_{on} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_{on}}{2}\right)} (1-a) \frac{\sin\left(\frac{MN\omega T}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \frac{1}{\sqrt{1+a^2-2a\cos(N\omega T)}} \frac{1}{\sqrt{1+b^2-2b\cos(MN\omega T)}} \frac{1}{C_b} \quad (23)$$

となる。電圧から電圧への伝達関数とするため最後は C_b で割っている。全体の周波数特性は Fig. 17 のようになる。

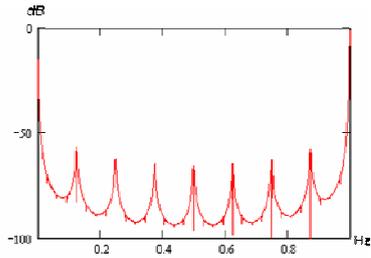


Fig. 17 全体の周波数特性

上記は理想特性であるが、非理想性効果も考慮する必要がある。実際に電流入力において「電荷の漏れ」という現象がある。これは減衰係数 h として

$$h = \exp\left(-\frac{T_{on}}{(R_{out} + R_{on})(C_h + C_r)}\right) \quad (24)$$

と定義される。 h が 0 に近づくほどノッチは浅くなり、フィルタ特性が悪化する。また 1 段目の IIR においては直流利得が減少する。

式(23)から分かるように利得は容量の大きさに反比例するので容量が小さいほど利得が大きくなり、入力換算ノイズは減少する。実際は電荷の漏れ等の影響を考慮すると最適な容量値が存在する。

容量値のばらつきはフィルタの除去特性を劣化させ、ノッチが浅くなってくる。

最後にサンプリングミキサを構成する重要な要素がスイッチである。特に考慮しなければならないのは C_r から C_b に電荷を移すときである。スイッチを on する前の C_r と C_b にチャージされている電荷をそれぞれ q_1 、 q_2 とし、on した後の C_b の電荷 q

$$q = \left(\frac{C_r q_2 - C_b q_1}{C_r + C_b} \right) \exp\left(\frac{-(C_r + C_b)t}{R_{on} C_r C_b} \right) + \frac{C_b (q_1 + q_2)}{C_r + C_b} \quad (25)$$

と表せる。式(25)からわかるように十分な on 時間をとらないと遮断周波数が減少する。

3. 実測結果

VGLNA の動作を確認するためにマニュアルプローバのステージにベアチップを置き、インフィニティプローブを介し、Agilent 社の Network Analyzer で S11, S21 を測定した。VGLNA の Gain が 20dB の Mode 1 と 0dB の Mode 2 のみがプローバで測定できるようにレイアウトを行った。VGLNA の入力は 50Ω 整合するように設計してあるが、出力は次段との兼ね合いで出力インピーダンスが 500Ω である。

Figure 18 に全体のレイアウト図を示す。サンプリングミキサは VGLNA の Mode2 を用い、ROHDE & SCHWARZ 社の Signal Generator から 605MHz を VGLNA に入力し、ADVANTEST 社の Pulse Pattern Generator でクロックジェネレータへ 1GHz を入力した。出力は ADVANTEST 社の Spectrum Analyzer で観測した。

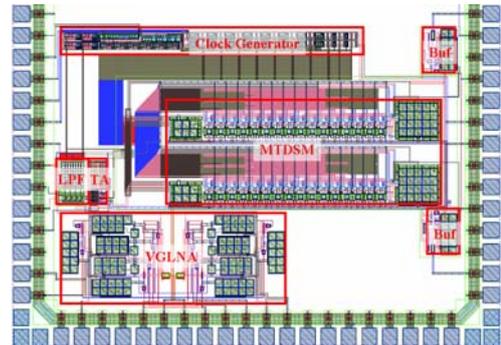


Fig. 18 サンプリングミキサのレイアウト

3.1. VGLNA

Figure 19 は Mode 1 の時の S11 のスミスチャートであり、Fig. 20 は S11 と S21 の周波数特性である。S11 のスミスチャートより入力インピーダンスは 50Ω で整合していることがわかる。また S11 の周波数特性 S11 < -10dB (100M < f < 1G) となっている。全体に 20dB ほど S21 の周波数特性が低い。これは出力インピーダンスを 500Ω で設計してあるため測定系の入力インピーダンス 50Ω と整合が取れず、-0.8dB 下がっている。そのため本来の利得 20dB は見かけ上 -0.8dB で観測される。

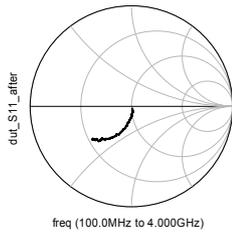


Fig. 19 Mode 1 の時の S11

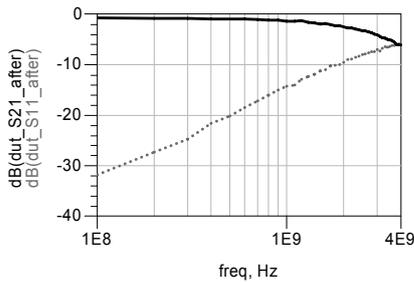


Fig. 20 Mode 1 の時の S11, S21

Figure 21 は Mode 2 の時の S11 のスミスチャートで、Fig. 22 は S11 と S21 の周波数特性である。

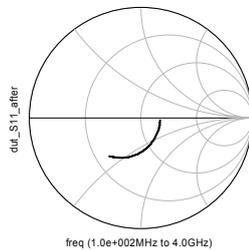


Fig. 21 Mode 2 の時の S11

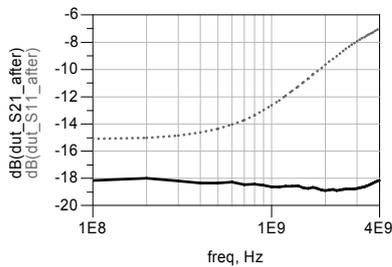


Fig. 22 Mode 2 の時の S11, S21

Figure 21 からわかるように入力インピーダンスは 50Ω から若干ずれて 75Ω 程度となっている。しかし Fig. 22 から $S11 < -10\text{dB}$ ($100\text{M} < f < 1\text{G}$) となっていることが見て取れる。しかし Fig. 22 おいて S21 は、先ほどの

Mode 1 と同様に入力インピーダンスが 500Ω で設計されているため、測定系の入力インピーダンス 50Ω に信号が入力すると、本来の利得 0dB は -18dB まで利得が下がって観測されることとなる。

Mode 1 と Mode 2 の実測データからも、本研究で提案した VGLNA の利得が 20dB 程度可変できていることを確認した。

3.2. サンプリングミキサ

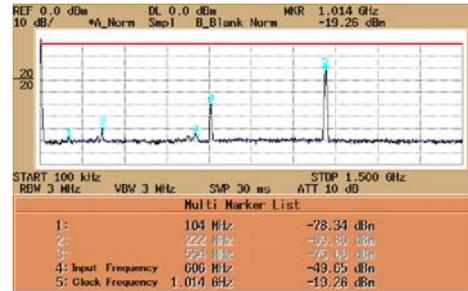


Fig. 23 サンプリングミキサの応答特性

Figure 23 は Spectrum Analyzer の出力画面である。クロックジェネレータへの入力が 1GHz である。このクロックジェネレータにより内部で 500MHz に分周して局部発振信号としている。また出力を観測しやすいように所望波から若干ずらして 605MHz の信号を入力する。Fig. 23 からサンプリングミキサにより 105MHz にダウンコンバージョンされた様子を観測した。

4. まとめ

従来のサンプリングミキサの特性を解析し、さらにワンセグ放送用 tuner フロントエンドの開発を通してサンプリングミキサの動作確認を行った。これらよりサンプリングミキサがワンセグ放送用 Tuner に適応できる可能性が見出せた。しかし課題として線形性とノイズの実測評価、そして更に線形性と妨害波の除去特性の確認が必要である。

謝辞

本研究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、日本ケイデンス株式会社の協力で行われたものである。ここに関係各位に厚く御礼申し上げる。

文献

- [1] Shin'ichiro Azuma et al., "A Digital Terrestrial Television (ISDB-T) Tuner for Mobile Applications," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp.278-279, Feb.2004.
- [2] 岡田文明, "マイクロ波工学" 学敵社, 1993.
- [3] Behzad Razavi "RF Microelectronics," Prentice, Hall, USA, 1997.
- [4] Derek K. Shaeffer et al., "A 1.5V, 1.5GHz CMOS Low Noise Amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits,

vol. 32, pp.745-759, May.1997.

- [5] Jung-Suk Goo et al., "A Noise Optimization Technique for Integrated Low-Noise Amplifiers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, pp.994-1002, Aug.2002.
- [6] Antonio Liscidini et al., "A 0.13um CMOS Front-End for DCS1800/UMTS/802.11b-g with Multi-band Positive Feedback Low Noise Amplifier," in VLSI Circuits Tech. Symp. Dig., Pp.406-409, Jun.2005.
- [7] Khurram Muhammad et al., "Direct RF Sampling Mixer with Recursive Filtering in Charge Domain," ISCAS Papers, pp.577-580, May. 2004.
- [8] Robert Bogdan Staszewski et al., "All-Digital TX Frequency Synthesizer and Discrete-Time Receiver for Bluetooth Radio in 130nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, pp.2278-2291, Dec.2004.
- [9] 笹井 重徳, 小島 貴志, 倉科 隆, 松澤 昭, "サンプリングミキサーの特性解析," 電子情報通信学会 シリコンアナログ RF 研究会(RF), 東京, vol. RF2005-2, p. 5, Aug. 2005.