Low Power Sample and Hold using Current Conveyor Analog Switches Based on Carbon Nano-Tube Field Effect Transistor

Mousa Yousefi*, Seyed Saeed Moosavy, Khalil Monfaredi

Faculty of Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran. E-mails: m.yousefi@azaruniv.ac.ir; s.moosavy@azaruniv.ac.ir; khmonfaredi@azaruniv.ac.ir

Abstract

In this paper, the transistor level of single-ended and differential low-power sample-hold is presented based on carbon nanotube field effect transistor technology using the advantages of second generation current conveyor blocks. The switching operation in the proposed sampl and holds is based on the structure of the second generation current conveyor, which means that it has the same function as the analog current-conveyor switches. The implementation of the proposed the sample and hold blocks with using advantages of carbon nanotube field effect transistors improves the performance sampl and hold circuit. The proposed sample and hold circuits have very low power consumption and high operating speed, and it also does not require a non-overlapping clock pulse signal. These proposed circuits have been implemented and simulated in HSPICE software using 32-nanometer carbon nanotube field effect transistor technology. The simulation results show that the power consumption of the differential sample and hold circuit is 13.45μ W, also the ENOB value of the differential sample and hold circuit for the sampling frequency of 2 GHz and the input frequency of 20 MHz is 11 bits. The FOM index of the proposed circuits 0.61×10^{-6} (nJ/Bit.Samples).

Keywords

Carbon Nano-Tube Field Effect Transistor, Sample and Hold, Differential, Second Generation Current Conveyor.

1- Introduction

In processing systems, analog-to-digital converter circuits are used to convert signals from analog to digital and to perform processing in the digital domain. Carbon nanotube field effect transistor technology reduces the technology limitations of semiconductor insulated metal field effect transistors. In addition to transistors, one of the most important blocks in the implementation of sampling and maintenance circuits is the second generation current conveyor block. Second-generation current-carrying blocks are versatile active building blocks. In this paper, a single-ended and a differential sample and hold based on carbon nanotube field effect transistors are presented, and the block status (ON- OFF) is controlled using a clock pulse signal at its bias current source.

2- Proposed Work and Methodology

Especially for larger and more complex circuits, the process of sizing transistors in carbon nanotubes field-effect transistor is less complex than in metal oxide semiconductor field-effect transistor [1-2]. This is because unlike the semiconductor metal oxide semiconductor field effect transistor, the electrons and holes have the same motions in the carbon nanotube. The single-ended proposed sample and hold circuit consists of a second-generation current-convyer block, a resistor, and a capacitor. The second-generation current-convyer is active component blocks, which are more important than the operational amplifier due to their wide bandwidth, linearity, and good performance in terms of slew rate. In this circuit, a loop is used as the input cell. Two current mirrors allow the input cell to be biased by the current source. The input cell has a high input impedance at a input port as Y and a low impedance an onother port as X. The output port is Z and this block acts as a voltage tracker. The Z output port, which copies the current passing through port X, is realized in the usual way using two complementary current mirror cells[2].

As we all know, a differential circuit will have less total harmonic distortion than a single-ended circuit. Therefore, by using a differential circuit, the second-order harmonics of the analog-to-digital converter can be reduced. Therefore, to implement the proposed differential sample and hold circuits, two second generation current conveyor blocks, two resistors and two capacitors are used, which ideally, the two resistors and the two capacitors should be compatible.

3- Conclusion (4-5 lines)

In this paper, the structure of two single-ended and differential sample and hold circuits based on carbon nanotube field effect transistors was presented using the advantages second generation current conveyor. Also in this report, the technology used is a 32-nanometer carbon nanotube field-effect transistor, both of which the proposed single ended and differential structures have been implemented and simulated using the HSpice simulator and the Stanford model. The simulation results show that for 20 MHz input signal and 2 GHz sampling frequency, the amount of power required for the operation of the differential sample and hold structure is 13.45 μ W. Also, the simulation results show that the ENOB index is equal 11 bits.

4- References (2-3 references)

 K. Angkeaw, P. Prommee, "Two digitally programmable gain amplifiers based on current conveyors", Analog Integrated Circuits and Signal Processing", vol.67,no.2, pp.253-260, 2011.

[2] M. H. Moaiyeri, R. Chavoshisani, A. Jalali, K. Navi, O. Hashemipour, "High-performance mixed-mode universal min-max circuits for nanotechnology", Circuits, Systems, and Signal Processing, vol.31, no.2, pp.465-488, 2012.

[3] M. Kumngern, T. Nonthaputha, F. Khateb, "Low-power sample and hold circuits using current conveyor analogue switches", IET Circuits, Devices & Systems, vol.12, no.4, pp.397-402, 2018.

مدار نمونهگیر –نگهدارنده کممصرف با استفاده از سوئیچهای آنالوگ ناقل جریان مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی نانولولهکربنی

موسى يوسفى

استادیار، گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

سيد سعيد موسوى

دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

خليل منفردى

دانشیار، گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

چکیدہ

در این مقاله مدار سطح ترانزیستوری مدار نمونه گیر-نگهدارنده تک سر و دیفرانسیلی کم توان، مبتنی بر فنّاوری ترانزیستورهای اثر میدانی نانولوله کربنی با بهره گیری از مزایای بلوکهای ناقلهای هدایت جریانی نسل دوم ارائه شده است. عمل کلیدزنی در مدارهای نمونهبردار و نگهدارنده پیشنهادی بر پایه ساختار ناقلهای هدایت جریانی نسل دوم است به این معنی است که عملکردی نظیر سوئیچهای آنالوگ ناقل جریانی دارد. پیادهسازی مدارهای پیشنهادی برای بلوک نمونه گیر –نگهدارنده با توجه به مزایای ترانزیستورهای اثر میدانی نانولوله کربنی نسبت به ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی باعث بهبود شاخصهای عملکردی مدار نمونه گیر نگهدارنده شده است. مدارهای نمونهبردار و نگهدارنده پیشنهادی دارای مصرف توان بسیار پایین، سرعت عملکردی بالا است و همچنین نیاز به سیگنال پالس ساعت غیر همپوشان ندارد. این مدارهای پیشنهادی در نرمافزار HSPICE با استفاده از فنّاوری ۳۲ نانومتر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی، پیادهسازی و شبیهسازی شده است. نتایج حاصل از شبیهسازی نشان می دهد توان مصرفی مدار نده دیفرانسیلی ۱۳ میدانی نانولوله کربنی، پیادهسازی شده نگهدارنده دیفرانسیلی به ازای فرکانس نمونه گیر ۲ گیگاهرتز و فرکانس ورودی ۲۰ مگاهر ترابر ۲۰۱۰ میکرو وات است، همچنین مقدار همدار با ²-۲۰×۶۱/۱۰ است. نتایج حاصل از شبیه ازای فرکانس نمونه گیر ۲ گیگاهرتز و فرکانس ورودی ۲۰ مگاهرتز برابر ۱۱ بیت است، همچنین مقدار (مار) است. ماراکان ای ای میانه می دولوله کرد بر تر مونه گیر ۲۰۰ مگاهرتز برابر ۱۱ بیت است. شاخص FOM مدار پیشنهادی برابر با ۲۰×۲۰

كلمات كليدي

ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی، نمونهگیر-نگهدارنده، دیفرانسیلی، ناقل جریان نسل دو.

نام نویسنده مسئول: دکتر موسی یوسفی ایمیل نویسنده مسئول: m.yousefi@azaruniv.ac.ir

> تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۱/۰۱ تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۰۴ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۰۵

۱– مقدمه

در سیستمهای پردازشی بهمنظور تبدیل سیگنال از آنالوگ به دیجیتال و انجام پردازش درحوزه دیجیتال از مدارهای مبدل آنالوگ به دیجیتال استفاده می شود. مدار نمونه گیر-نگهدارنده¹ در مبدلهای آنالوگ به دیجیتال بهعنوان اولین طبقه ورودی قرار می گیرد لذا بهمنظور کاهش تغییرات سیگنال ورودی می تواند در روند تبدیل نقش بسزایی داشته باشد؛ بنابراین این مدارها برای بهبود کارایی سیستمهای الکترونیکی و ارتباطاتی باید سرعت عملکردی بالا، دقت وضوح بالا و از همه مهمتر توان مصرفی پایینی داشته باشند [۱].

مدارهای نمونه گیر-نگهدارنده انواع مختلفی دارند که به برخی از آنها اشاره می کنیم. مدارهای مبتنی بر پل دیودی در [۲] مدارهای مبتنی بر مدار دنبال کننده در [۳]، مدارهای مبتنی بر تقویت کننده ترا رسانایی عملیاتی در [۴]، مدارهای مبتنی بر تقویت کنندهها در [۵]، مدارهای مبتنی بر ناقل جریان نسل دوم^۲ در [۶–۲] گزارش شدهاند. برای پیادهسازی مدارهای نمونه گیر-نگهدارنده بهطورمعمول از ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی^۳ استفاده می شود. اگرچه این مدارهای نمونه گیر-نگهدارنده عملکرد سریع و تبدیل داده با وضوحبالا را ارائه میدهند و برای سیستمهای ارتباطی مدرن مناسب است، اما برخی از مدارها دارای پیچیدگی سختافزار، مصرف توان بالا و الزامات سیگنال کلاک غیر همپوشان هستند. در سیستمهای ولتاژ تغذیه پایین، به دلیل محدود بودن ولتاژ و مصالحه بین محدوده دینامیکی، خطی بودن، سرعت و محدودیت مصرف توان، فرآیند نمونهبرداری آنالوگ بسیار چالشبرانگیز است. بهویژه این محدودیتها و چالشها را میتوان در فناوریهای ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی زیر میکرون مشاهده کرد. بااینحال، کاهش فناوری ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی در ابعاد نانومتر، باعث ایجاد محدودیتهای زیادی در عملکرد ترانزیستورها می شود و منجر به افزایش مقدار جریانهای نشتی و اتلاف انرژی در ترانزیستور و درنهایت در سیستمهای پردازشی میشود.

فناوری ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربن^۴ محدودیتهای فناوری ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی را کاهش میدهد [۸-۹]. همچنین، ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی بهعنوان یکی از اصلی ترین گزینهها برای طراحی مدارهای کم مصرف و با کارایی بالا در آینده نزدیک در است. علاوه بر این، طراحی مدارهای مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی از تحرک پذیری برابر برای هر دو ترانزیستور نانولوله کربنی نوع P و نوع N بهرهمند است که منجر به کاهش پیچیدگی طراحی مدار میشود [۸]. ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی خود در یک مقدار متوسط مصرف انرژی کمتر سرعتبالاتری را نشان میدهند، بنابراین، استفاده از فناوری ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی از نظر سرعت و کارایی مدار، برتری قابل توجهی نسبت به فناوری معمول نشان میدهد [۱۰–۱۲].

علاوه بر ترانزیستورها، یکی از بلوکهای مهم در پیادهسازی مدارهای نمونهبردار و نگهدارنده، بلوک ناقل جریان هست. بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دو، بلوکهای سازنده فعال همهکاره هستند که پهنای باند بالا، خطی بودن، حاصل ضرب پهنای باند در بهره و شاخص نرخ چرخش بهتری نسبت تقویتکننده عملیاتی دارد و از این جهات کاربرد بیشتری پیدا کردند [۱۳-۱۴]. پیادهسازی بلوک ناقل جریان نسل دوم در مقایسه با ساختار تقویتکننده

عملیاتی سادهتر و آسانتر است. چندین مبدل داده با استفاده از بلوک ناقل جریان نسل دوم بهعنوان عنصر فعال در کارهای پیشین موجود است، بهعنوان مثال [۶-۷] را ببینید. علاوه بر این، میتوان از بلوک ناقل جریان نسل دوم بهعنوان سوئیچ آنالوگ ناقل جریانی^۵ استفاده کرد [۱۵–۱۶]. از بلوک ناقل جریان نسل دوم رده نوع AB خطی، معمولاً بهعنوان سوئیچ آنالوگ ناقل جریانی استفاده میشود که با استفاده از منبع جریان کنترل شونده میتوان آن را روشن و خاموش کرد. مدار جمع و تفریق کننده ولتاژ قابل برنامهریزی [۱۷] و مدار تقویت کننده ولتاژ [۱۸]، مدار کنترلکنده نسبتی، انتگرالی و مشتقی [۱۹] با استفاده از سوئیچ آنالوگ ناقل جریانی پیشنهاد شدهاند.

در این مقاله نمونه گیر-نگهدارنده تک سر و دیفرانسیلی مبتنی بر ترانزیستورهای اثر میدانی نانولوله کربنی ارائه شده است و وضعیت بلوک (روشن و خاموش) با استفاده از سیگنال پالس ساعت در منبع جریان بایاس آن کنترل میشود. این مدارها دارای مزایای مصرف توان پایین، عملکرد سرعتبالا، سادگی مدار و عدم وجود الزامات سیگنال کلاک غیر همپوشانی است. مدار پیشنهادی را میتوان در حوزه برنامههای کم مصرف الکترونیکی، مخابراتی و پردازش سیگنال استفاده کرد.

ادامه مطالب ارائهشده در این مقاله به شرح زیر است: در بخش ۲، معرفی مختصر ساختار فیزیکی ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی و مشخصات الکتریکی آنها ارائه خواهد شد. در بخش ۳، ساختار بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم و عملکرد آن ارائه خواهد شد. مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده تک سر و دیفرانسیلی نیز در بخش ۳ توضیح داده می شود، نتایج شبیه سازی به همراه جدول مقایسه ای مدار پیشنهادی در بخش ۴ گزارش شده است.

۲- فناوری ترانزیستور اثر میدان نانولوله کربنی

ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی که در سال ۱۹۹۱ توسط S. Iijima معرفی شده است، نانولوله کربنی صفحه شش ضلعی از اتمهای کربن است که در لوله أ به قطر چند نانومتر جمع شده و طول آن می تواند چندین میکرون باشد. نانولوله کربن را می توان به نانولوله کربنهای تک جداره^۶ که از یک سیلندر تشکیل شده است و نانولوله کربنهای چند جداره^۷ که از بیش از یک سیلندر تشکیل شدهاند، طبقهبندی کرد [۲۰].

روند اندازهبندی ترانزیستورها در طراحیهای مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی در مقایسه با طرحهای مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی فلز عایق نیمههادی، بهویژه برای مدارهای بزرگتر و پیچیده، پیچیدگی کمتری دارد، این امر به این دلیل است که برخلاف ترانزیستور اثر میدانی فلز عایق نیمههادی، الکترونها و حفرهها دارای تحرکات یکسان در نانولوله کربن هستند (با کاهش میدهد و سرعت را به میزان قابل توجهی افزایش میدهد و اتلاف انرژی سیستم را به حداقل می ساند و چگالی مصرف توان را کاهش میدهد و یک ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی دارای ویژگیهای جریان –ولتاژ مشابه با ترانزیستور اثر میدانی فلز عایق نیمههادی است اما باید در نظر داشت که پدیده مدولاسیون طول کانال در این ترانزیستورها قابل توجه نیست [۲۱].

علاوه بر توضیحات اخیر، برتری اصلی ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی این است که اتصالات کانال درین-سورس آن فاقد مانع شاتکی است و بنابراین جریان روشن آن بهطور قابلتوجهی بالاتر است و برای کاربردهای با کارایی بالا

Sample and Hold '

Second Generation Current Conveyor ^{*}

Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor "

Carbon Nano-Tube Field Effect Transistor

Current Conveyor Analogue Switch ^a

Single Walled Carbon Nano Tube ⁶

Multi Walled Carbon Nano Tube ^v

بسیار مناسب است.

ساختار فیزیکی ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی در شکل ۱ نشان داده شده است، در این شکل نواحی مختلف ترانزیستور نشان داده شده است که خیلی شبیه ترانزیستور اثر میدانی فلز عایق نیمههادی است، در این ترانزیستور فاصله بین مراکز دو نانولوله کربن مجاور زیر گیت را پیچ^ میگویند.



نانو لوله کربنی آلایش نشده نانو لوله کربنی آلایش شده

شكل ۱- ساختار كلى يك CNTFET [۴۵].

عرض گیت ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی را میتوان بر اساس معادله زیر محاسبه کرد [11]:

$$W_{gate} = \min(W_{min}(N-1)Pitch + D_{CNT})$$
(1)

جایی که ۲۰۰۸ حداقل عرض گیت و ۲ معداد لولههای نانویی در زیر گیت است. ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی نیز دارای ولتاژ آستانه است که ولتاژ لازم برای روشن کردن ترانزیستور بهصورت الکترواستاتیکی از طریق گیت تأمین می گردد. ولتاژ آستانه موردنیاز را میتوان برای ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی با در نظر گرفتن قطر مربوط به نانولولههای آن تعیین کرد. این به دلیل وابستگی اثر میدانی نانولوله کربنی وابسته به قطر نانولولهها است. این ویژگی کاربردی باعث میشود ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی برای طراحی مدارها منطق چند ارزشی بسیار مناسب باشد. ولتاژ آستانه ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی طراحی مدارها منطق کربنی طبق معادله زیر قابل محاسبه است [1]:

$$V_{TH} \approx \frac{E_{bg}}{2e} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{aV_{\pi}}{eD_{CNT}} \approx \frac{0.436}{D_{CNT}} \tag{7}$$

در این معادله e واحد الکترون است، E_{bg} باند انرژی است،ه برابر ۲۴۹ بانومتر که فاصلهاتم کربن تا کربن است، V_{π} برابر ۰/۰۳۳ الکترونولت که انرژی پیوند $\pi - \pi$ کربن در مدل پیوند محکم و DCNT قطر نانولولهها است. از معادله (۲) می توان نتیجه گرفت که ولتاژ آستانه یک ترانزیستور نانولوله کربنی با قطر نانولولههای کربن آن متناسب است که با استفاده از معادله زیر محاسبه می شود [11]:

$$D_{CNT} = \frac{a}{\pi} \sqrt{n^2 + nm + m^2} \tag{(7)}$$

در این رابطه مقدار m , m درواقع مقادیر بردارهای کایرال^۹ هستند. جریان روشن ترانزیستور (Ion) در ناحیه اشباع، رسانایی (gm) و هدایت کانال (go) یک ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی مانند ترانزیستور اثر میدانی فلز عایق نیمههادی را میتوان محاسبه کرد که به ترتیب در معادلات ۴ تا ۶ بیان می شوند [۲۱].

$$I_{on} \approx \frac{KT}{eR_q} \ln\left(1 + e^{\frac{2 e\varphi_S - E_g}{2 KT}}\right) \tag{f}$$

$$g_m = \left(\frac{1}{1+e^{\frac{2e\varphi_s - 2aeV_{DS} - E_g}{2KT}}} - \frac{1}{1+e^{\frac{2e\varphi_s - E_g}{2KT}}}\right) \frac{1}{R_q} \frac{\delta\varphi_s}{\delta V_{GS}}$$
(Δ)

$$g_o = \frac{\alpha}{R_q} \left(1 + e^{\frac{2 e \varphi_s - 2 \alpha e V_{DS} - E_g}{2 KT}} \right)^{-1} \tag{(?)}$$

که در آن، K ثابت بولتزمن است، T دمای کلوین، R_q مقاومت کوانتومی، q بار الکتریکی الکترون، α پارامتر پراکندگی فوتون نوری تخلیه است وφ بیانگر پتانسیل سطح هست.

۳- مدار نمونه گیر – نگهدارنده پیشنهادی ۳-۱- مدار نمونه گیر – نگهدارنده تک سر

مدار نمونه گیر-نگهدارنده تکسر، از یک بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم، یک مقاومت و یک خازن تشکیل شده است. پالس نمونه برداری به جریان بایاس Ic اعمال می شود. مدار نمونه گیر-نگهدارنده پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. عملکرد مدار نمونه گیر-نگهدارنده دارای دو مرحله است و می توان به شرح زیر توضیح داد:

مرحله نمونهبرداری: هنگامیکه سیگنال ورودی Vin اعمال میشود و جریان Ic=Icq است، به این معنی که یک جریان ثابت Ic ارائه شده، بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم روشن خواهد شد (سوئیچ بسته است)، خازن C1 توسط سیگنال ورودی شارژ میشود. سیگنال ورودی در خروجی Vout ظاهر میشود، یعنی هرگونه تغییر ورودی به خروجی Vout نیز منتقل میشود.

مرحله نگهداری: در این مرحله سطح جریان بایاس Ic=0 میشود و بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم خاموش میشود (سوئیچ باز میشود) و آخرین مقدار ولتاژ ورودی بهعنوان شارژ روی خازن Γ حفظ میشود. این مقدار بهصورت ولتاژ ثابت در خروجی V_{out} و بهاصطلاح حالت نگهداری ظاهر میشود. این مقدار ولتاژ تا زمانی که دوباره مرحله سیگنال کلاک به منطق "۱" تبدیل شود ، حفظ خواهد شد. پس از آن خازن Γ شروع به شارژ مجدد ولتاژ ورودی Vin میکند و تا زمانی که سیگنال کلاک به منطق "۰" تغییر یابد شارژ می بهود. خازن Γ آخرین مقدار ولتاژ جدید خود را حفظ میکند و همچنین شود. خازن Γ آخرین مقدار ولتاژ جدید خود را حفظ میکند و می نگهداری بهطور متناوب عمل میکنند و بهطور مداوم از کلاک نمونه برداری نگهداری میکند.



شکل ۲- مدار نمونهگیر- نگهدارنده تک سر الف) مرحله نمونهگیری ب) مرحله نگهداری

۲ Chiral

Pitch [^]



شکل ۳- مدار نمونهبردار –نگهدارنده دیفرانسیلی

۲-۲- مدار نمونه گیر -نگهدارنده دیفرانسیلی

در مقایسه با مدار تک سر، مدار دیفرانسیلی اعوجاج هارمونیک کل^{۱۰} کمتری خواهد داشت؛ بنابراین، با استفاده از مدار دیفرانسیلی، میتوان هارمونیک مرتبه دوم مبدل آنالوگ به دیجیتال را کاهش داد، نمودار بلوکی مدار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی در شکل ۳ نشان داده شده است.

مدار دیفرانسیلی از دو مدار تک سر تشکیل شده است؛ بنابراین، از دو بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم، دو مقاومت و دو خازن استفاده می شود. در حالت ایده آل، دو مقاومت و دو خازن باید با هم مطابقت داشته باشند. در شکل ۳، -_{vip} V_{in} یک ورودی دیفرانسیلی است و Nop-Von یک خروجی دیفرانسیلی است. هر گونه عدم تطابق بین قطعات (خازن مقاومت و بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم) عملکرد مدار را کاهش خواهد داد. می توان سیگنال ولتاژهای خروجی نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی را به صورت متعامد و با استفاده از فرکانس نمونه برداری I با I I یا I2 یا I2 تنظیم کرد.

۳-۳- ناقل هدایت جریانی نسل دوم

ناقل هدایت جریانی یک بلوک کاربردی در زمینههای مختلف مانند تقویتکنندهها، فیلترها، اسیلاتورها و سایر مدارهای پردازش سیگنال است [۱۰۲]. این بلوک مزایای مختلف نسبت به تقویتکننده عملیاتی معمولی دارد، همانند: بهره ولتاژ بالاتر نسبت به سیگنال بزرگتر، ضریب حذف مد مشترک بهتر، سرعتبالا، دامنه دینامیکی سیگنال زیاد، مصرف توان پایین، کاهش همشنوایی خطوط و نویز [۲].

ناقل هدایت جریانی نسل دوم بلوکهای سازنده فعال هستند که به دلیل پهنای باند وسیع، خطی بودن و عملکرد مناسب از نظر نرخ چرخش ۱۱، بیشتر از تقویتکننده عملیاتی موردتوجه هستند. بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم اساساً یک بلوک مد جریانی است که جریان را با بهره واحد از درگاه ورودی به درگاه خروجی منتقل میکند. نمایش بلوک نمودار بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم در شکل ۴ نشان داده شده است [۴].



Total Harmonic Distortions 11

جایی که V_X و V_Y به ترتیب ولتاژ در پورت X و Y هستند. I_X و I_Y جریان ورودی به پورتهای X و Y هستند. همچنین، ۱_Z۰ جریان خروجی از نوع مثبت و I_Z۰ جریان خروجی از نوع منفی است. در حالت ایدهآل، یک ناقل هدایت جریانی باید مشخصات زیر را برآورده کند.

- ✓ امپدانس ورودی بینهایت در پورتY
- ✓ امپدانس ورودی صفر در پورت X برای ورودیهای جریانی.
 - ✓ امپدانس خروجی بینهایت در پورت Z
 - ✓ بهره انتقال جریان واحد بین پورتهای X و Z
 - ✓ بهره انتقال ولتاژ واحد بين پورت Y و X
 - √ پهنای باند بینهایت.

با لحاظ کردن این توضیحات، میتوان از بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم بهعنوان سوئیچ آنالوگ ناقل هدایت جریانی نیز استفاده کرد بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم از نوع رده AB خطی معمولاً بهعنوان سوئیچ آنالوگ ناقل هدایت جریانی استفاده میشود که با استفاده از منبع جریان خارجی می توان آن را روشن و خاموش کرد.

ساختار سطح ترانزیستوری بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم با کلاس AB مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی در شکل ۵ نشان داده شده AB مبتنی بر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی در شکل ۵ نشان داده شده است. در این مدار، از یک حلقه شامل (ترانزیستورهای M1-M4) بهعنوان سلول M14) ابعازه میدهد تا سلول ورودی توسط جریان I بایاس شود. سلول ورودی در پورت ورودی Y یک امپدانس ورودی بالا و در پورت X امپدانس کم دارد. این سلول بععنوان یک دارد کی در پورت X میدانی کم دارد. این سلول بععنوان یک در پورت X میکان کنده و لتاژ عمل میکند. خروجی Z که جریان عبوری از پورت X را کپی میکند به روش متداول با استفاده از دو آینه مکمل تحقق می باید.



شكل ۵- مدار سطح ترانزيستور ناقل جريان

لازم به ذکر است که جریان سکون میتواند توسط جریان بایاس Ic داده شود. در صورت تأمین منبع جریان کافی، سیگنال ولتاژ از ترمینال y به ترمینال x و یا سیگنال جریان از ترمینال x به ترمینال z انتقال مییابد. این مورد مشابه روشن شدن کلید است (سوئیچ بسته است) و برعکس، اگر مقدار جریان کافی تأمین نشود (A D = D)، سیگنال ولتاژ از ترمینال y به ترمینال x و یا سیگنال جریان از ترمینال x به ترمینال z را منتقل نمیشود این شرایط مشابه خاموش بودن سوئیچ است (سوئیچ باز میشود) [۱۷].

۴- نتایج شبیهسازی

مدارهای پیشنهادی در این مقاله، با استفاده از نرمافزار شبیهساز HSPICE و بر پایه فناوری ۳۲ نانومتر ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی که پارامترهای اساسی ترانزیستورهای اثر میدانی نانولوله کربنی در جدول ۱ آمده است، شبیهسازیشده است.

٩٩	پياپى	شماره
----	-------	-------

شکل۸ – نمودار شکل موج خروجی مدار نمونه گیر –نگهدارنده پیشنهادی به ازای فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهر تز و فرکانس سیگنال ورودی ۵۰ مگاهر تز



شکل ۹- نمودار شکل موج خروجیهای مدار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی به ازای فرکانس نمونهبرداری ۲ مگاهر تز و فرکانس سیگنال ورودی ۵۰ کیلوهر تز



شکل ۱۰- نمودار شکل موج خروجیهای مدار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی به ازای فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز و فرکانس سیگنال ورودی ۵۰ مگاهرتز

نتایج شبیهسازی نشان میدهد توان مصرفی مدار نمونه گیر-نگهدارنده ۱۳/۴۴میکرو وات است. همچنین، در شکل ۹، نمودار زمانی خروجیهای تک سر و دیفرانسیلی مدار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی به ازای ورودی ۵۰ مگاهرتز و فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز نشان داده شده است.

در شکل ۱۰، خروجیهای مدار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی با در نظر گرفتن ولتاژ ورودی سینوسی ۵۰ مگاهرتز با دامنه پیک تا پیک ۸/۰ ولت، به ازای فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز نیز قابلمشاهده است. شاخص SNR^{1۲} درواقع نسبت قدرت سیگنال به نویز است در مبدلهای داده با توجه به تعداد بیتهای (N) می توان مقدار SNR را محاسبه کرد.

$$SNR_{dB} = 6.02N + 1.76$$
 (Y)

علاوه بر SNR کمیت SNDR^{۱۳} نسبت قدرت سیگنال به قدرت نویز و اعوجاج هست. یکی دیگر از شاخصهای مهم در تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال

جدول ۱- مشخصات ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی

ترجر يستعرز جز متياه في وتوتو ملا عربتني	0.000.0000	, 0,00
پارامترهای CNTFET	نماد	مقدار
طول فیزیکی کانال	Lch	32 nm
طول ناحیه آلایش شده سورس/درین لوله نانو کربنهای	Lss	32 nm
میانگین طول مسیر آزاد در کانال لوله نانو کربن ذاتی	Lgeff	100 nm
عرض گیت فلزی	Wgate	6.4
ثابت دىالكتريك بالايى گيت	Kgate	16
ضخامت لایه دیالکتریک بالایی گیت	Tox	4 nm
قطر لوله نانو كربن	Dent	1.49 nm
فاصله بین دو لوله نانو کربن مجاور	S or Pitch	20 nm
بردار كايراليتي نانولولهها	(n1,n2)	(19,0)

در شکل ۶ نمودار تغییرات جریان ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی به ازای تغییرات ولتاژ گیت –سورس نشان داده شده است. مقدارجریان بایاس Ic برای بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم |µ = Ir = I برای زمانی که سوئیچ "بسته" (بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم روشن) و "(A) 0 = Ir و به ازای حالتی که سوئیچ "باز" (بلوک ناقل هدایت جریانی نسل دوم خاموش) است. در شکلهای ۷ و ۸ به ترتیب نمودار زمانی ولتاژ گره خروجی مدار تک سر مدار نمونه گیر-نگهدارنده به ازای فرکانس ورودی ۵۰ کیلوهرتز و فرکانس نمونه گیری ۱ مگاهرتز و بار دیگر توسط فرکانس ورودی ۵۰ مگاهرتز با فرکانس نمونه گیری ۲ گیگاهرتز نشان داده شده است دامنه سیگنال برای هر دو شبیه سازی ۸۰ ولت است.



شکل۶ – نمودار تغییرات جریان درین ترانزیستور NCNTFET به ازای تغییرات ولتاژ گیت-سورس



شکل ۷- شکل موج خروجی مدار نمونه گیر-نگهدارنده پیشنهادی به ازای فرکانس نمونهبرداری ۱ مگاهر تز و سیگنال ورودی ۵۰ کیلوهر تز

Signal to Noise Ratio 17

Signal to Noise and Distortion Ratio 18

بیتهای مؤثر ENOB^{۱۴} است.

$$ENOB = \frac{SNDR+1.76}{COR}$$
(Å)

علاوه بر شاخصهای فوق شاخص SFDR^{۱۵} نسبت قدرت سیگنال به قدرت سیگنال مزاحم است. همانطور که در شکل ۱۱ نشان داده شده است، به ازای ورودی سینوسی با فرکانس ۵۰ کیلوهرتز و دامنه پیک تا پیک ۸/۰ ولت، در فرکانس نمونهبرداری ۱ مگاهرتز، اعوجاج هارمونیک کل ۹۳/۱۳ – دسیبل و نسبت سیگنال به نویز و اعوجاج NV/۴۲ SNDR دسیبل است که نتیجه آن تفکیک پذیری ۱۴٫۲۲۸۹ بیت است.



شکل ۱۱- طیف فرکانسی ولتاژ خروجی مدار نمونهگیر – نگهدارنده پیشنهادی به ازای فرکانس ورودی ۵۰ کیلوهر تز



شکل ۱۲- شاخص THD به ازای فرکانس ورودی مدار نمونهگیر نگهدارنده



شکل ۱۳- شاخص ENOB مدار نمونه گیر نگهدارنده به ازای فرکانس



شکل ۱۴– شاخصهای SNR، SNDR و SFDR مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده تک سر



شکل ۱۵- طیف فرکانسی ولتاژ خروجی مدار نمونهگیر – نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی به ازای فرکانس ورودی ۲۰ مگاهر تز



شکل ۱۶- شاخص THD به ازای فرکانس ورودی مدار نمونهگیر نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی



شکل ۱۷– شاخص ENOB به ازای فرکانس ورودی مدار نمونهگیر نگهدارنده دیفرانسیلی پیشنهادی



شکل ۱۸- نمودار میلهای شاخصهای SNDR، SNDR و SFDR مدار پیشنهادی نمونه گیر -نگهدارنده دیفرانسیلی به ازای فرکانس ورودی

در شکلهای ۱۲ و ۱۳، تغییرات شاخصهای اعوجاج هارمونیک کل و تعداد بیت مؤثر ENOB برحسب فرکانسهای ورودی در فرکانس نمونهبرداری ۱ مگاهرتز نشان داده شده است. همانطورکه در شکل ۱۳ مشاهده میشود، عملکرد ENOB برای نمونه گیر-نگهدارنده پیشنهادی در تمام فرکانسهای ورودی در محدوده ۱ کیلوهرتز تا ۵۰ کیلوهرتز بالاتر از ۱۱ بیت به دست می آید، که نشاندهنده عملکرد خوب مدار پیشنهادی برای کاربردهای وضوحبالا است.علاوه بر این، در شکل ۱۴ مقادیر شاخصهای SNDR و SNDR و SFDR مدار پیشنهادی برای فرکانسهای ورودی مختلف در محدوده ۱ کیلوهرتز تا

Effective Number of Bits 14

۱۰۰ کیلوهرتز با نرخ نمونهبرداری ۱ مگاهرتز نشان شده است.در شکل ۱۵ نمودار توان هارمونیکهای سیگنال خروجی، به ازای ولتاژ ورودی سینوسی ۲۰ مگاهرتز با دامنه پیک تا پیک ۸/۰ ولت، در فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز قابل مشاهده است و اعوجاج هارمونیک کل ۷۳/۹۷- دسیبل و نسبت سیگنال به نویز و اعوجاج ۲۸/۵۷ دسیبل به دست میآید و نشان میدهد برای مدار نمونه گیر-نگهدارنده مقدار تفکیک پذیری ۱۱٫۹۶۸۰ بیت است.

در شکلهای ۱۶ و ۱۷، شاخصهای THD و ENOB به ازای فرکانسهای ورودی مختلف و فرکانس نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۱۸ مشاهده میشود، عملکرد ENOB برای بلوک نمونهگیر-نگهدارنده پیشنهادی دیفرانسیلی در تمام فرکانسهای ورودی در محدوده ۱ مگاهرتز تا ۵۰ مگاهرتز بالاتر از ۱۱ بیت به دست میآید.

در شکل ۱۸ نمودار تغییر مقدار شاخصهای SNR «SNDR و SFDR مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی به ازای فرکانس ورودی در محدوده ۱ مگاهرتز تا ۱۰۰ مگاهرتز با نرخ نمونهبرداری ۲ گیگاهرتز نشان داده شده است. در این بخش، عملکرد مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده با سایر

طرحهای گزارششده با بهرهگیری از جدول ۳ با کارهای قبلی بر پایه ترانزیستورهای اثر میدانی فلز عایق نیمههادی و ترانزیستور اثر میدانی نانولوله کربنی مقایسه شده است. در این مقایسه، همچنین شاخص عدد شایستگی FOM^{1۶} که شامل کمیتهای مختلف مصرف توان، ENOB و فرکانس نمونهبرداری بهصورت رابطه ۹ نیز در این جدول گزارش شده است:

$$FOM \triangleq \frac{power}{ENOB \times f_s} \tag{9}$$

در این جدول، کارهای قبلی و طرح پیشنهادی از نظر فناوری ساخت، منبع تغذیه، توان مصرفی، مقدار ولتاژ ورودی دیفرانسیلی، نرخ نمونهبرداری، شاخصهای THD و FOM و FOM با سایر طرحهای گزارش شده مقایسه شدهاند. همان طور که در جدول ۳ مشهود است، مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده دارای عملکرد مناسب از نظر شاخص FOM در مقایسه با سایر طرحها است. همچنین، مدار پیشنهادی نمونه گیر-نگهدارنده از منبع تغذیه ۹/۰ ولت استفاده میکند، در حالی که توان مصرفی کمتری نسبت به مدارهای گزارش شده، دارد.

قبلى	کارهای	پیشنهادی و	مشخصات ساختار	۳- جدول	جدول
------	--------	------------	---------------	---------	------

پارامترها	ساختار پیشنهادی	[77]	[٣٣]	[44]	[20]	[79]	[٢٧]
فنّاورى	CNTFET	CMOS	CMOS	CMOS	CMOS	CMOS	CNTFET
اندازه فنّاورى	۳۲	۱۸۰	200	180	۳۵۰	۱۸۰	۳۲
منبع تغذيه (ولت)	•/٩	۱/۸	•/۵	•/٨	۲/۵	٣/٣	١
پهنای باند(MHz)	۱۰	1+	1+	NA	•/•1	NA	-
GS/sنرخ نمونهبرداری	٢	١	١	NA	•/1	•/۵	٢
THD (dB)	-٧٣/٩٧	-9+	-9+	-4+	۸۵-	-44/81	- \%
ENOB	۱۱ بیت	NA	NA	NA	NA	۱۳/۱ بیت	14
FOM (nJ/(Bit.Samples))	•/۶1× ⁹⁻ 1•	NA	NA	NA	NA	•/ \ 9× ^{r-} 1•	•/1× ^{٣-} 1•
توان مصرفی	18/40 (uW)	14 (uW)	۳ (mW)	1/AF (mW)	۳ (mW)	۵/۸ (mW)	2.66 mW

amplifier", IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems, vol.141, no.4, pp.315-324, 1994.

- [3] A. N. Shirazi, S. A. Mirhaj, S. J. Ashtiani, O. Shoaei, "Linearity improvement of open-loop NMOS source-follower sample and hold circuits", IET circuits, devices & systems, vol.5, no.1, pp.1-7, 2011.
- [4] Y. Xiang, F. Xiangning, Z. Hao, "Design of sample-and-hold circuit for a reconfigurable ADC", In 2012 International Conference on Computer Science and Service System, pp. 1276-1279, 2012.
- [5] P. Vorenkamp, J. P. Verdaasdonk, "Fully bipolar, 120-Msample/s 10-b track-and-hold circuit", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.27, no.7, pp.88-992, 1992.
- [6] C. Sawigun, W. A. Serdijn, "Analysis and design of a low-voltage, low-power, high-precision, class-AB current-mode subthreshold CMOS sample and hold circuit", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol.58, no.7, pp.1615-1626, 2011.
- [7] Y. S. Hwang, J. J. Chen, S. Y. Wu, L. P. Liao, C. C. Tsai, "A new pipelined analog-to-digital converter using current conveyors", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.50, no.3, pp.213-220, 2007.

در این مقاله ساختار دو مدار نمونه گیر-نگهدارنده تک سر و دیفرانسیلی بر پایه ترانزیستورهای اثر میدانی نانولوله کربنی با بهره گیری از مزایای استفاده از بلوک ناقل جریان نسل دوم ارائه شد. در این گزارش فنّاوری مورداستفاده ترانزیستور اثرمیدانی نانولوله کربنی ۳۲ نانومتری است که هر دو ساختار پیشنهادی تکسر و دیفرانسیلی با استفاده از شبیهساز HSpice و مدل استنفورد پیادهسازی و شبیهسازی شده است. نتایج حاصل از شبیهسازی نشان میدهد به ازای ورودی ۲۰ مگاهرتز و فرکانس نمونه گیری ۲ گیگاهرتز مقدار توان لازم برای عملکرد ساختار نمونه گیر-نگهدارنده دیفرانسیلی ۱۳/۴۵ میکرو وات است همچنین نتایج شبیهسازی نشان داد شاخص ENOB برابر ۱۱ بیت است.

مراجع

۵- نتیجهگیری

- F. Maloberti, "Data converters", Springer Science & Business Media, 2007.
- [2] J. M. Goldberg, M. B. Sandler, "New high accuracy pulse width modulation based digital-to-analogue convertor/power

Proceedings-Circuits, Devices and Systems, vol.152, no.6, pp.697-702, 2005.

- [19] K. Angkeaw, P. Prommee, "Two digitally programmable gain amplifiers based on current conveyors", Analog Integrated Circuits and Signal Processing", vol.67,no.2, pp.253-260, 2011.
- [20] M. H. Moaiyeri, R. Chavoshisani, A. Jalali, K. Navi, O. Hashemipour, "High-performance mixed-mode universal min-max circuits for nanotechnology", Circuits, Systems, and Signal Processing, vol.31, no.2, pp.465-488, 2012.
- [21] D. Akinwande, J. Liang, S. Chong, Y. Nishi, H. S. P. Wong, "Analytical ballistic theory of carbon nanotube transistors: Experimental validation, device physics, parameter extraction, and performance projection", Journal of Applied Physics, vol.104, no.12, pp.124514, 2008.
- [22] M. Kumngern, T. Nonthaputha, F. Khateb, "Low-power sample and hold circuits using current conveyor analogue switches", IET Circuits, Devices & Systems, vol.12, no.4, pp.397-402, 2018.
- [23] S. Chatterjee, P. R. Kinget, "A 0.5-V 1-Msps track-and-hold circuit with 60-dB SNDR", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, no.4, pp.722-729, 2007.
- [24] C. Sawigun, W. A. Serdijn, "Analysis and design of a low-voltage, low-power, high-precision, class-AB current-mode subthreshold CMOS sample and hold circuit", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol.58, no.7, pp.1615-1626, 2011.
- [25] A. Harb, "A programmable full clock rectifier and sample-and-hold amplifier for biomedical applications", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.67, no.1, pp.89-94, 2011.
- [26] A. Abolhasani, M. Tohidi, K. Hadidi, A. Khoei, "A new high-speed, high-resolution open-loop CMOS sample and hold", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.78, no.2, pp.409-419, 2014
- [27] H. Mahmoodian, & M. Dolatshahi, "An energy-efficient sampleand-hold circuit in CNTFET technology for high-speed applications", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 103(1), 209-221, 2020

- [8] Y. S. Hwang, S. F. Wang, P. W. Sheu, J. J. Chen, "Novel FBCCIIbased sample-and-hold and MDAC circuits", International journal of electronics, vol.95, no.11, pp.1111-1117, 2008.
- [9] S. S. Ang, M. R. Hoque, C. C. Chen, D. Woodward, "A sample-andhold current measurement integrated circuit for neural recording", International journal of electronics, vol.93, no.12, pp.793-803, 2006.
- [10] A. Harb, "A programmable full clock rectifier and sample-and-hold amplifier for biomedical applications", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol.67, no.1, pp.89-94, 2011.
- [11] S. A. Mahmoud, T. B. Nazzal, "Sample and hold circuits for low-frequency signals in analog-to-digital converter", In 2015 International conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC), pp. 36-39, 2015.

[12] الهام نیک بخت بیدگلی، داریوش دیدبان، "بررسی عملکرد مالتی پلکسر سه ارزشی مبتنی بر ترانزیستورهای اثر میدان نانولوله کربنی"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۵۰ ، شماره ۲، صفحات ۹۴۳–۹۵۳، ۱۳۹۹

- [13] A. S. Sedra, K. Smith, "A second-generation current conveyor and its applications", IEEE Transactions on circuit theory, vol.17, no.1, pp.132-134, 1970.
- [14] C. Toumazou, F. J. Lidgey, D. G. Haigh, "Analogue IC Design: The Current-Mode Approach", Peter Peregrinus, 1990.
- [15] M. Sagbas, S. Minaei, U. E. Ayten, "Component educed currentmode full-wave rectifier circuits using single active component", IET Circuits, Devices & Systems, vol.10, no.1, pp.1-11, 2016.
- [16] C. Premont, N. Abouchu, R. Grisel, J. P. Chante, "A current conveyor-based high-frequency analog switch", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol.45, no.3, pp.298-300, 1998.
- [17] A. Monpapassorn, "An analogue switch using a current conveyor", International journal of electronics, vol.89, no.8, pp.651-656, 2002.
- [18] A. Monpapassorn, "Programmable wide range voltage adder/subtractor and its application as an encoder", IEE