

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ КОНВЕРТЕР ИМПЕДАНСА ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СЕНСОРОВ

М.В. ВИСЬТАК, Р.Л. ГОЛЯКА, З.М. МИКИТЮК

Работа посвящена дальнейшему развитию сигнальных преобразователей оптоэлектронных сенсоров. Решается задача минимизации паразитного влияния постороннего неинформативного оптического излучения и электромагнитных помех. Основой предлагаемого решения сигнального преобразователя является конвертер импеданса, который обеспечивает индуктивный характер импеданса цепи нагрузки фоточувствительного сенсора, а следовательно, подавление постоянной составляющей фототока. Модельными исследованиями показана высокая эффективность предложенного решения.

Ключевые слова: оптоэлектронные сенсоры, сигнальные преобразователи, помехоустойчивость.

ВВЕДЕНИЕ

Перспективным направлением развития современной микроэлектронной сенсорики являются оптоэлектронные сенсорные устройства, в частности, для исследования химического состава газов, жидкостей, химических и биохимических соединений [1, 2]. В основном, информативный сигнал таких сенсорных устройств формируется модуляцией спектральной характеристики активной среды, что взаимодействует с исследуемым веществом. Спектральная характеристика измеряется оптопарой, состоящей из управляемого в основном импульсного источника светового излучения и фоточувствительного элемента. В зависимости от параметров прибора, источником света могут быть светодиод, группа светодиодов со смещенными спектральными характеристиками, лазеры, фотолюминесцентные излучатели и тому подобное, а фоточувствительными элементами — фотодиоды, фототранзисторы и фотоматрицы на их основе [3, 4]. Важным компонентом таких сенсорных устройств являются сигнальные преобразователи [5, 6].

Существенной проблемой сигнального преобразования оптоэлектронных сенсорных устройств является значительное паразитное влияние постороннего (неинформативного) оптического излучения и электромагнитных помех. Так, интенсивность излучения посторонних источников света (солнца, ламп освещения и т. п.) в сотни, а то и тысячи раз превышает полезную составляющую изменения оптического сигнала от активной среды, спектральная характеристика которого несет информацию об исследуемой химической или биохимической среде [7].

Тривиальное решение указанной проблемы путем «затемнения» посторонних источников света противоречит требованию к «открытости» активной среды, которое предусматривает эффективное взаимодействие этой среды с окружением. Малоэффективным является решение проблемы на оптических фильтрах. Во-первых, эффективность спектральной селекции оптических фильтров не является высокой, а во-вторых,

использование таких фильтров ограничивает информативность полезного сигнала.

Паразитное влияние электромагнитных помех в первую очередь обусловлено излучением силовой электросети частотой 50 Гц. Интенсивность такого излучения типично является значительной, а экранирование оптоэлектронной пары сенсорного устройства противоречит тем же требованиям к ее «открытости». Особенно электромагнитная помеха проявляется в высокоомных цепях, которыми и являются входные цепи сигнальных преобразователей оптоэлектронных сенсорных устройств — для обеспечения чувствительности входное сопротивление последних типично составляет десятки мегаом.

С целью решения указанных проблем значительное внимание уделяется методам и средствам помехоустойчивого преобразования и фильтрации сигналов. Среди последних видное место занимают специализированные сигнальные преобразователи частотной селекции — гираторы и конвертеры импеданса. Вопросы функционального анализа, патентования и практической реализации оптоэлектронных сенсорных устройств на этих узлах освещены, в частности в [8–12].

Данная работа посвящена дальнейшему развитию конвертеров импеданса для вышеупомянутых сенсорных устройств.

ЭЛЕМЕНТАРНЫЙ КОНВЕРТЕР ИМПЕДАНСА

Функциональная схема элементарного конвертера импеданса, который обеспечивает параметрическое преобразование входного тока I_{IN} в напряжение U_G , (рис. 1).

Активным компонентом этой схемы является неинвертирующий усилитель X_1 с единичным коэффициентом усиления. Передаточная функция такого конвертера определяется RC фильтром высоких частот первого порядка (R_1 , C_1) и резистором R_2 цепи положительной обратной связи.

Функционирование конвертера описывается системой уравнений взаимных зависимос-

тей векторов напряжений, токов и комплексных сопротивлений $\dot{U}, \dot{I}, \dot{Z}$ (индексы последних соответствуют обозначениям на схеме рис. 1):

$$\begin{cases} \dot{U}_G = \dot{I}_{IN} \dot{Z}_{IN} \\ \dot{U}_G = \dot{U}_{C1} + \dot{U}_{R1} \\ \dot{U}_{R2} = \dot{U}_{C1} \\ \dot{I}_{IN} = \dot{I}_{R1} + \dot{I}_{R2} \end{cases} \quad (1)$$

Для приближенной оценки частотной зависимости импеданса примем условие нулевого фазового сдвига напряжений и токов. Тогда, заменив в системе (1) векторы токов, напряжений и комплексных сопротивлений на их модульные значения $\dot{U} \Rightarrow U, \dot{I} \Rightarrow I, \dot{Z} \Rightarrow Z$, найдем в первом приближении функциональную зависимость входного импеданса Z_{IN} от угловой частоты ω .

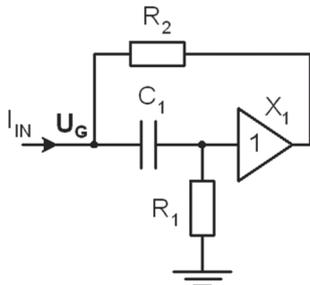


Рис. 1. Функциональная схема элементарного конвертера импеданса

Для этого запишем:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= U_G - U_{R1}; & I_{C1} &= \frac{U_G}{Z_{C1} + R_1}; & \dot{Z}_{C1} &= \frac{1}{\omega C_1}; \\ I_{R2} &= U_G \frac{Z_{C1}}{(Z_{C1} + R_1)R_2}; & I_{R2} + I_{C1} &= U_G \frac{Z_{C1} + R_2}{(Z_{C1} + R_1)R_2}. \end{aligned}$$

Тогда функциональная зависимость импеданса Z_{IN} приближенно определяется выражением

$$Z_{IN} = \frac{(1 + \omega R_1 C_1) R_2}{1 + \omega R_2 C_1}. \quad (2)$$

Выборочные результаты расчета аналитической зависимости (2) при фиксированном значении емкости $C_1 = 10 \text{ н}$ и четырех наборов значений резисторов $R_1 = 100 \text{ к}, R_2 = 1 \text{ к}$ (А), $R_1 = 100 \text{ к}, R_2 = 100$ (В), $R_1 = 100 \text{ к}, R_2 = 10$ (С), $R_1 = 1000 \text{ к}, R_2 = 100$ (D) приведены на рис. 2. Представлено частотную зависимость импеданса Z_{IN} в Омах и коэффициент преобразования «напряжение–ток» в децибелах.

$$K_I = 20 \text{ Log} \frac{V_G}{I_{IN}} = 20 \text{ Log} Z_{IN}.$$

Фактически, эти два параметра представляют одну и ту же характеристику, ведь коэффициент преобразования «напряжение–ток» и является импедансом конвертера. Однако, использование обоих параметров дает большую наглядность: импеданс Z_{IN} характеризует эффективность конвертера, а коэффициент преобразования K_I – эффективность сигнального фотоэлектронного преобразователя устройства (фототок I_{IN} – напряжение V_G информативного сигнала). Можно

видеть, что импеданс Z_{IN} конвертера возрастает при увеличении частоты f . Так, при варианте «С» импеданс возрастает на четыре порядка с $Z_{IN}(\omega \rightarrow 0) = 10 \text{ Ом}$ до $Z_{IN}(\omega \rightarrow \infty) = 100 \text{ кОм}$.

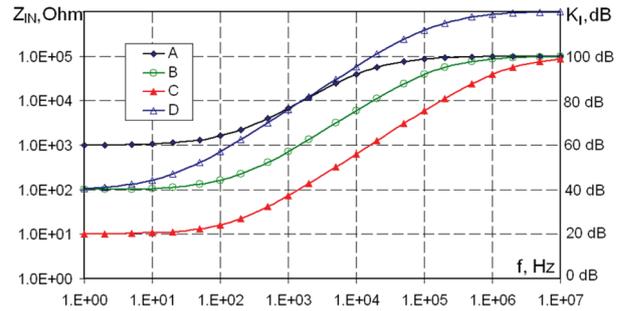


Рис. 2. Частотная зависимость импеданса Z_{IN} и коэффициента преобразования K_I конвертера (приближенный расчет)

Величина роста определяется коэффициентом положительной обратной связи. Однако, частота перехода с низкоимпедансного состояния в высоко-импедансное определяется постоянной $R_1 C_1$ цепи. В области наибольшей крутизны функции при увеличении частоты на порядок имеет место рост сопротивления на порядок, или коэффициента преобразования на 20 дБ.

Таким образом, имеет место инверсия импеданса – в противовес конденсатора (в данной схеме C_1), в котором импеданс спадает с ростом частоты, импеданс Z_{IN} конвертера возрастает. Это, в свою очередь, обеспечивает индуктивный характер импеданса цепи нагрузки фоточувствительного сенсора, а следовательно, подавление обусловленной посторонним светом постоянной (паразитной) составляющей фототока.

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ КОНВЕРТЕР ИМПЕДАНСА

С целью повышения частотной селекции в данной работе предлагается новое решение конвертера импеданса, повышенная эффективность функционирования которого базируется на активном частотном фильтре второго порядка. Аналогично принятой терминологии в фильтрах, схему (рис. 3) такого конвертера названо – конвертер импеданса второго порядка. Активным компонентом такой схемы является неинвертирующий усилитель X_1 , который выполняет двойную функцию, а именно, формирует активный фильтр второго порядка на R_1, C_1, R_2, C_2 и положительная обратная связь на R_3 .

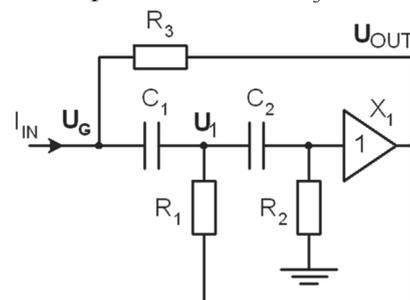


Рис. 3. Функциональная схема конвертера импеданса второго порядка

Запишем систему уравнений векторов напряжений, токов и комплексных сопротивлений $\dot{U}, \dot{I}, \dot{Z}$ (индексы последних соответствуют обозначениям на схеме рис. 3, причем, $\dot{Z}_{C1} = 1/j\omega C_1$, $\dot{Z}_{C2} = 1/j\omega C_2$):

$$\begin{cases} \dot{U}_{OUT} = \dot{I}_{R2} R_2 & (1) \\ \dot{U}_1 = \dot{I}_{R2} (R_2 + \dot{Z}_{C2}) & (2) \\ \dot{U}_1 - \dot{U}_{OUT} = \dot{I}_{R1} R_1 & (3) \\ \dot{U}_G - \dot{U}_{OUT} = \dot{I}_{R3} R_3 & (4) \\ \dot{U}_G - \dot{U}_1 = (\dot{I}_{R1} + \dot{I}_{R2}) \dot{Z}_{C1} & (5) \\ \dot{I}_{IN} = \dot{I}_{R1} + \dot{I}_{R2} + \dot{I}_{R3} & (6) \end{cases} \quad (3)$$

Заменяя в первом приближении векторы токов, напряжений и комплексных сопротивлений на их модульные значения $\dot{U} \Rightarrow U$, $\dot{I} \Rightarrow I$, $\dot{Z} \Rightarrow Z$, найдем решение системы (3).

Из уравнений (3.4) и (3.1) находим

$$I_{R3} = \frac{U_G - U_{OUT}}{R_3} = \frac{U_G - I_{R2} R_2}{R_3}.$$

Отняв (3.1) из (3.2) получаем

$$U_1 - U_{OUT} = I_{R2} Z_{C2}.$$

Из уравнения (3.3) находим

$$U_1 - U_{OUT} = I_{R1} R_1, \quad I_{R1} = I_{R2} \frac{Z_{C2}}{R_1}.$$

Тогда, сумма токов $I_{R1} + I_{R2} = I_{R2} \left(\frac{Z_{C2}}{R_1} + 1 \right)$.

Далее, подставив в (3.5) эту сумму токов и уравнения (3.2), находим:

$$U_G - I_{R2} (R_2 + Z_{C2}) = Z_{C1} I_{R2} \left(\frac{Z_{C2}}{R_1} + 1 \right),$$

$$I_{R2} \left[Z_{C1} \left(\frac{Z_{C2}}{R_1} + 1 \right) + R_2 + Z_{C2} \right] = U_G.$$

Введя значение эквивалентного сопротивления $R_A = Z_{C1} \left(\frac{Z_{C2}}{R_1} + 1 \right) + R_2 + Z_{C2}$, получаем ток

$I_{R2} = \frac{U_G}{R_A}$. Подставляя выше определения зависимостей токов в уравнение (3.5), получаем

$$I_{IN} = \frac{U_G}{R_A} \left(\frac{Z_{C2}}{R_1} - \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) + \frac{U_G}{R_3}.$$

Далее, проведя соответствующие упрощения, находим приближенное уравнение входного импеданса конвертера

$$Z_{IN} = \frac{U_G}{I_{IN}} = R_3 \frac{R_1 (Z_{C1} + Z_{C2} + R_2) + Z_{C1} Z_{C2}}{R_1 (Z_{C1} + Z_{C2} + R_3) + Z_{C2} (R_3 + Z_{C1})}. \quad (4)$$

Это уравнение позволяет установить определенные закономерности сигналов, в частности, предельные значения входного импеданса на низких и высоких частотах:

при $\omega \rightarrow 0$, ($Z_{C1} \rightarrow \infty, Z_{C2} \rightarrow \infty$), $Z_{IN} \rightarrow R_3$;

при $\omega \rightarrow \infty$, ($Z_{C1} \rightarrow 0, Z_{C2} \rightarrow 0$), $Z_{IN} \rightarrow R_2$.

Более точный параметрический анализ конвертера второго порядка требует учета фазовых сдвигов между векторами напряжений и токов. Такой анализ целесообразно провести с использованием SPICE моделей.

МОДЕЛЬНЫЕ SPICE ИССЛЕДОВАНИЯ

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) схема замещения преобразователя второго порядка приведена на рис. 4. Управляемый источник тока Gin типа Linear source Dependent IofV, источник постоянного напряжения Vdc и источник гармонического напряжения Vac представляют исходную цепь фоточувствительного сенсора, а макромодель X1 – неинвертирующий усилитель напряжения с единичным коэффициентом усиления. В приведенных далее результатах модельных исследований частотные характеристики представляют зависимости соотношения между исходной V_G от входной V_{ac} напряжениями при единичном коэффициенте преобразования «напряжение–ток» источника Gin: $K(Gin) = 1$.

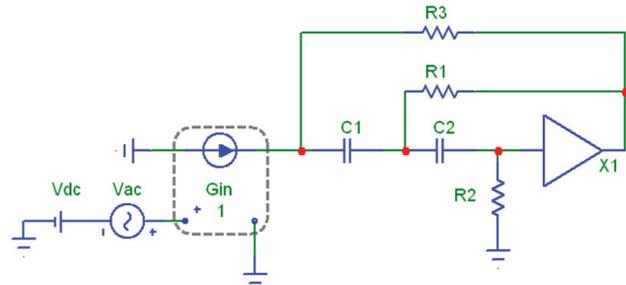


Рис. 4. SPICE схема замещения преобразователя импеданса второго порядка

Сравнение результатов приближенного расчета по формуле (4) с результатами модельного SPICE исследования приведены на рис. 5. Характеристики AC и BC отражают результаты приближенного расчета, а AS и BS – результаты SPICE исследований. Значение $C_1 = 100$ н, $C_2 = 1000$ н, $R_3 = 100$ является неизменным для всех приведенных результатов, а значения R_1 и R_2 дискретно изменялись:

- для AC (Calculation) и AS (SPICE) характеристик $R_1 = 100$ к, $R_2 = 100$ к;
- для BC (Calculation) и BS (SPICE) характеристик $R_1 = 10$, $R_2 = 1000$ к.

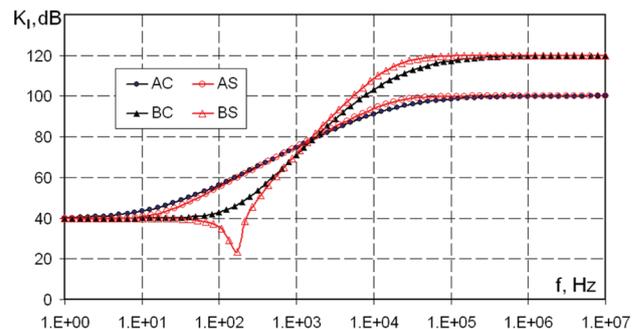


Рис. 5. Сравнение результатов приближенного расчета (AC и BC) с результатами модельного SPICE исследования (AS и BS)

Можно видеть, что при граничных условиях ($\omega \rightarrow 0$, $\omega \rightarrow \infty$) результаты приближенного расчета и модельного SPICE исследования совпадают. Совпадают также частоты перехода между низким и высоким импедансом. Однако приближенный расчет дает возможность установить возникновение экстремума функции преобразования на частотах указанного перехода.

Полученные результаты модельных SPICE исследований, которые, в отличие от приближенного расчета, учитывающие фазовые задержки в RC цепях, указывают на возможность формирования функции преобразования конвертера импеданса с экстремальным снижением импеданса на низких частотах. Результатами модельных SPICE исследований показано, в частности, на характеристике AS ($R_1 = 100 k$, $R_2 = 100 k$) экстремум не наблюдается, зато на характеристике BS ($R_1 = 10$, $R_2 = 100 k$) имеет место эффект экстремального снижения импеданса. Таким образом, указанный эффект наблюдается только при определенных параметрах RC цепей конвертера.

Указанный эффект обуславливает возможность существенного подавления (режекции) паразитных электромагнитных помех силовой сети (50 Гц или 60 Гц в зависимости от стандартизированной частоты энергосети). Таким образом, сигнальный преобразователь на согласно оптимизированном конвертере импеданса позволяет не только минимизировать паразитное влияние постоянных составляющих сигнала (засветки посторонними источниками света), но и провести эффективную режекцию помех частотой энергосети.

Примеры полученных результатов SPICE исследований амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик конвертера импеданса второго порядка приведены на рис. 6 (при изменении R_2) и рис. 7 (при изменении C_1).

Приведены примеры результатов исследований показывают, что в процессе оптимизации возможно определить параметры RC цепей таким образом, чтобы характеристика преобразования конвертера сочетала высокую крутизну нарастания импеданса (до 40 дБ на декаду) и эффективное подавление помех на частоте режекции (до

–40 дБ). В частности, как следует из приведенного на рис. 6 примера, оптимальное значение резистора R_1 составляет примерно 10 Ом (АЧХ (5)). При этом на частоте режекции примерно 150 Гц, коэффициент преобразования – примерно 0 дБ, а полоса пропускания частот – от 30 кГц и выше.

Зато, при больших значениях резистора добротность (крутизна и глубина режекции) спадают, а при меньших значениях – имеет место сдвиг АЧХ в область высоких частот.

Пример исследования конвертера при изменении емкости C_1 (рис. 7) демонстрирует оптимизацию параметров по уже упомянутой режекции электромагнитной помехи, которая обусловлена силовой энергосетью. Показано, что при $R_1 = 1000 k$, $R_2 = 10$ Ом, $R_3 = 100$ Ом, $C_1 = 10^{-6}$ Ф (АЧХ (4)) частота режекции составляет 50 Гц ($K_1 = 0$ дБ), а полоса частот пропускания при $K_1 = 120$ дБ (что соответствует коэффициенту преобразования 106 В/А) начинается с 30 кГц.

При оптимизации параметров конвертера импеданса важным является корректный выбор активного элемента – в данном случае повторителя напряжения. При использовании повторителя на операционном усилителе следует учесть ограничения нагрузочной способности последнего. Выходной ток подавляющего большинства операционных усилителей ограничен на уровне 20 мА, что не допускает низкоомной нагрузки (менее нескольких сотен Ом). Кроме того, должны быть учтены ограничения функционирования операционных усилителей с RC цепями вследствие превышения допустимой нагрузки и емкостного паразитного возбуждения (искажение сигнала или автоколебания) вследствие недопустимого поворота фазы в цепи обратной связи.

ВЫВОДЫ

Представлено новое схемотехническое решение и результаты модельных исследований сигнального преобразователя оптоэлектронных сенсоров, который обеспечивает минимизацию паразитного влияния постороннего неинформативного оптического излучения и электромагнитных помех. Основой сигнального преобразователя является конвертер импеданса, который

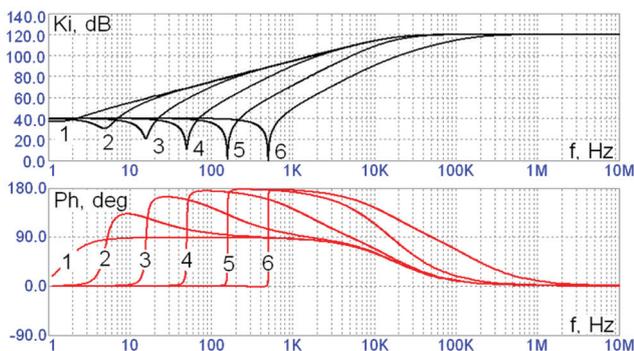


Рис. 6. АЧХ (верхняя) та ФЧХ (нижняя) конвертера при: $R_1 = 1000$, $C_1 = 1000 n$, $C_2 = 100 n$, $R_3 = 100$; $R_2 = 100 k$ (1), $10 k$ (2), $1 k$ (3), 100 (4), 10 (5), 1 (6)

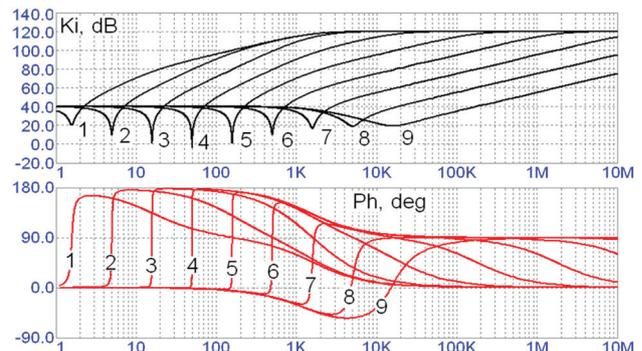


Рис. 7. АЧХ (верхняя) и ФЧХ (нижняя) конвертера при: $C_1 = 1000 u$ (1), $100 u$ (2), $10 u$ (3), $1000 n$ (4), n (5), $10 n$ (6), $1 n$ (7), $0.1 n$ (8), $0.01 n$ (9)

обеспечивает индуктивный характер импеданса цепи нагрузки фоточувствительного сенсора.

Активным компонентом конвертера импеданса является неинвертирующий усилитель, который выполняет двойную функцию, а именно, формирует активный фильтр второго порядка и положительную обратную связь. Приведенные примеры результатов исследований показывают, что в процессе оптимизации возможно определить параметры RC цепей таким образом, чтобы характеристика преобразования конвертера сочетала высокую крутизну нарастания импеданса (до 40 дБ на декаду) и эффективное подавление помехи на частоте режекции (до -40 дБ).

Литература

- [1] M.D. Guasta, M.Baldi, F. Castagnoli. A Photodiode-Based Low-Cost Telemetric Lidar for the Continuous Monitoring of Urban Particulate Matter // Photodiodes – Communications, Bio-Sensings, Measurements and High-Energy Physics. Edited by Jin-Wei Shi. – 2011. – 284 P.
- [2] С. Б. Саввин, В. В. Кузнецов, С.В. Шереметьев, А. В. Михайлова. Оптические химические сенсоры (микро- и наносистемы) для анализа жидкостей. Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д.И. Менделеева). – 2008. – Т. LI, № 2. – С. 7–16.
- [3] CNY70. Reflective Optical Sensor with Transistor Output. Document Number: 83751. Vishay Semiconductors. – 2012. – 11 P. [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.vishay.com.
- [4] Spreeta-R TSPR2KXY-R. Refractive Index Sensor. Product Bulletin. Texas Instruments Inc. – 2003. – 2 p. [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.spreeta.com.
- [5] Мікросхемотехніка: підручник: за ред. З.Ю. Готри / І.І. Гельжинський, Р.Л. Голяка, З.Ю. Готра, Т.А. Марусенкова. – Львів: Ліра-прес. – 2015. – 492 с.
- [6] Sets for the analysis of gases and liquids. Photodiode amplifier with TEC AMP24-10. IBSG Co. Ltd. – 2014. [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.ibsg.ru.
- [7] Fritz Schuermeyer. Photometry and Radiometry. – 2000. CRC Press LLC. 39 P. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.engnetbase.com>.
- [8] R. Y. Barazarte, G. G. Gonzalez, M. Ehsani. Generalized Gyator Theory // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, No. 7. P. 1832–1837.
- [9] A.T. Avestruz, J.I. Rodriguez, R. Hinman, G. Livshin, E. Stability Considerations and Performance of Wide Dynamic Range, Ambient Light Active Rejection Circuits in Photodiode Receivers // Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts. – 2004. – P. 367–373.
- [10] I.S. Uzunov. Theoretical Model of Ungrounded Inductance Realized With Two Gytrators // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 2008. – Vol. 55, No. 10. – P. 981–985.
- [11] US Patent 06359517. Stephen F Colaco. Photodiode transimpedance circuit – 2002. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://patent.ipexl.com/US/06359517.html>.
- [12] Transimpedance amplifier with high sensitivity E909.07.ELMOS Semiconductor AG. Data Sheet. – 2014. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.elmos.com>.

Поступила в редколлегию 16.06.2015



Висьтак Мария Владимировна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры биофизики Львовского национального медицинского университета им. Д. Галицкого. Научные интересы: сенсоры на основе жидкокристаллических веществ.



Голяка Роман Любомирович, доктор технических наук, профессор кафедры электронных приборов Национального университета «Львовская политехника». Научные интересы: микроэлектроника, сигнальные преобразователи, сенсоры.



Микитюк Зиновий Матвеевич, доктор физико-математических наук, профессор кафедры электронных приборов Национального университета «Львовская политехника». Научные интересы: сенсоры физических величин.

УДК 681.586.5

Високоєфективний конвертер імпеданса оптоелектронних сенсорів / М.В. Вістьак, Р.Л. Голяка, З.М. Микитюк // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2015. – Том 14. – № 2. – С. 171–175.

Робота присвячена подальшому розвитку сигнальних перетворювачів оптоелектронних сенсорів. Розв'язується задача мінімізації паразитного впливу стороннього неінформативного оптичного випромінювання та електромагнітних завад. Основою запропонованого рішення сигнального перетворювача є конвертер імпедансу, який забезпечує індуктивний характер імпедансу кола навантаження фоточутливого сенсора, а відтак, заглушення постійної складової фотоструму. Модельними дослідженнями показано високу ефективність запропонованого рішення.

Ключові слова: оптоелектронні сенсори, сигнальні перетворювачі, завадостійкість.

Л.: 7. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 681.586.5

Highly efficient converter of an impedance of optoelectronic sensors / M.V. Vis'tak, R.L. Golyaka, Z.M. Mikityuk // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2015. – Том 14. – № 2. – С. 171–175.

The work is devoted to the further development of optoelectronic sensors signal converters. The problem of minimizing the parasitic influence of stray uninformative optical radiation and electromagnetic interference is solved. The basis of the proposed solutions of a signal converter is an impedance converter which provides the inductive nature of the impedance of a photosensitive sensor load circuit and, hence, the suppression of a DC component of the photocurrent. Model studies show the high efficiency of the proposed solution.

Keywords: optoelectronic sensors, signal transducers, noise immunity.

Fig.: 7. Ref.: 12 items.