

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»



**НГТУ
НЭТИ**

Новосибирск
2019

Всероссийская научная
конференция молодых ученых

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

Сборник
научных трудов

Часть 6

г. Новосибирск, 02-06 декабря 2019 г.

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

**Сборник
научных трудов**

**г. Новосибирск, 02-06 декабря 2019 г.
в 9-и частях**

Часть 6

НОВОСИБИРСК
2019

УДК 62(063)
ББК 72.5я431
НЗ4

НЗ4 НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ //Сборник научных трудов в 9 ч. / под ред. Гадюкиной А.В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019.

ISBN 978-5-7782-4006-3
Часть 6: – 250 с.
ISBN 978-5-7782-4012-4

В сборнике публикуются материалы по научным направлениям:
«Электроника и биомедицинская техника»

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета:

Батаев А.А., д.т.н., профессор, ректор НГТУ

Зам. председателя Оргкомитета:

Вострецов А.Г., д.т.н., профессор, проректор по научной работе НГТУ
Филатова С.Г., к.т.н., доцент, директор ИТЦ

Программный комитет:

Драгунов В.П., д.т.н., профессор, начальник ОПК ВК
Корель И.И., к.ф.-м.н., доцент, декан ФТФ
Осьмук Л.А., д.соц.н., профессор, директор ИСТР
Рева И.Л., к.т.н., доцент, декан АВТФ
Мелехина Е.А., к.п.н., доцент, декан ФГО
Саленко С.Д., д.т.н., профессор, декан ФЛА
Тимофеев В.С., д.т.н., доцент, декан ФПМИ
Хайруллина М.В., д.э.н., профессор, декан ФБ
Хрусталеv В.А., д.т.н., профессор, декан РЭФ
Вильбергер М.Е., к.т.н., доцент, декан ФМА
Янпольский В.В., к.т.н. доцент, декан МТФ
Чернов С.С., к.э.н. доцент, декан ФЭН

УДК 62(063)
ББК 72.5я431

ISBN 978-5-7782-4012-4 (Ч.6)
ISBN 978-5-7782-4006-3

© Коллектив авторов, 2019
© Новосибирский государственный
технический университет, 2019

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ОПТИМАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ LC – ФИЛЬТРА ДЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ АВ- ТОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ДОПОЛНИ- ТЕЛЬНОЙ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТОЙКОЙ

И.В. Александров, И.А. Баховцев
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, alexandrov.i2018@gmail.com

В работе представлена пошаговая методика проектирования LC – фильтра для инвертора напряжения, основанная на минимизации реактивной мощности, потребляемой выходным конденсатором фильтра при работе с линейной нагрузкой. Получены выражения, позволяющие осуществить выбор номиналов реактивных элементов фильтра для удовлетворения требуемому качеству выходного напряжения и поставленным критериям оптимизации.

This work presents an analytical approach to choose values of a voltage source inverter output LC -filter based on minimization of reactive power consumed by capacitor of the filter with linear load. Equations is derived to evaluate minimum and maximum values of reactive elements to satisfy an optimization criterion.

В связи с возросшими требованиями к качеству электроэнергии, в системах электроснабжения (СЭС), широкое применение нашли автономные инверторы напряжения (АИН) [1]. Оптимальным с точки зрения массогабаритных показателей и качества выходного напряжения для применения в системах электроснабжения с выраженной несимметрией со стороны нагрузки является трехфазный АИН с дополнительной транзисторной стойкой и Γ -образным LC – фильтром [1-2]. В литературе предложены методики проектирования LC – фильтров для импульсных преобразователей напряжения [3-7], однако рассматриваемые методики прямо не учитывают потребление реактивной мощности выходным конденсатором фильтра. В работе предлагается подход к выбору параметров реактивных элементов с точки зрения минимизации реактивной мощности, потребляемой емкостью фильтра. Целью работы является получение выражений для удовлетворения критериям оптимальности выбора номиналов реактивных элементов выходного фильтра, при работе на линейную нагрузку, основываясь на показателях требуемого коэффициента гармоник выходного напряжения, потребления реактив-

ной мощности выходной емкостью фильтра, масса-габаритных показателей реактивных элементов.

1. Выбор параметров LC – фильтра в частотной области

Основной задачей при проектировании LC – фильтра является снижение коэффициента гармоник выходного напряжения. ГОСТ 32144-2013 устанавливает норму на значение суммарного коэффициента гармонических составляющих ($K_{ГУ}$) в пределах 8%. Основываясь, на допущении, что основной вклад в действующее значение высших гармоник напряжения на выходе фильтра вносит именно первая комбинационная группа гармоник, возможно выдвинуть требования к коэффициенту подавления фильтра на частоте первой коммутационной группы гармоник выходного напряжения (K_{II}).

$$K_{II} \approx \frac{K_{ГУ}}{K_{ГУ}^*}, \quad (1)$$

где $K_{ГУ}$ – требуемый выходной коэффициент гармоник, $K_{ГУ}^*$ – коэффициент гармоник выходного напряжения АИН с дополнительной транзисторной стойкой. Обеспечить требуемый коэффициент подавления LC – фильтра можно, задав его частоту собственных колебаний. Передаточная функция Γ – образного LC – фильтра описывается следующим выражением [5]

$$W_{LC}(s) = \frac{\frac{s}{\omega_c} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_0 \cdot Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}, \quad (2)$$

где ω_c – частота нуля передаточной функции, обусловленного активным сопротивлением конденсатора, ω_0 – частота собственных колебаний фильтра, Q – добротность колебательного контура. В области частот выше частоты собственных колебаний системы передаточную функцию фильтра можно описать более простым выражением

$$W_{LC}(s) \approx \frac{\frac{s}{\omega_c} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}. \quad (3)$$

Приняв допущение, что активное сопротивление конденсатора имеет малое значение, такое, что $\omega_c \ll \omega_0$, возможно записать критерий для выбора частоты резонанса фильтра при заданном коэффициенте подавления фильтра на частоте первой коммутационной группе гармоник

$$\omega_0 \approx \sqrt{K_{II}} \cdot \omega_K, \quad (4)$$

где ω_K – циклическая частота коммутации силовых ключей преобразователя.

2. Ограничения на выходную емкость фильтра

Реактивную мощность можно разложить на две части: реактивную мощность Q_C , потребляемую по первой гармонике выходного напряжения и реактивную мощность, обусловленную протеканием пульсационной составляющей тока катушки $Q_{C(BЧ)}$. Реактивную мощность, потребляемую по основной гармонике выходного напряжения, возможно ограничить, выбрав емкость из ограниченного диапазона, удовлетворяющего условию (5)

$$C \leq \frac{Q_C}{\omega_o \cdot U_o^2}, \quad (5)$$

где U_o – действующее значение напряжения на конденсаторе, ω_o – частота основной гармоники выходного напряжения конденсатора. Оптимальным уровнем реактивной мощности конденсатора является уровень, не превышающий 10 % от полной мощности нагрузки. В противном случае возникает неоправданная нагрузка на вентильный комплект (ВК) силового преобразователя.

Ограничение на емкость фильтра «снизу» исходит из второй составляющей реактивной мощности. При синусоидальной аппроксимации тока пульсационной составляющей, для минимизации реактивной мощности, потребляемой по ВЧ составляющей тока конденсатора, его емкость должна удовлетворять следующему критерию

$$C \geq \frac{Q_{C(BЧ)}}{K_{ГУ} \cdot U_o^2 \cdot \omega_K}. \quad (6)$$

3. Ограничение на индуктивность дросселя фильтра

Для обеспечения требуемого уровня реактивной мощности, потребляемой выходным конденсатором необходимо ограничить уровень пульсационной составляющей тока конденсатора

$$I_{L(BЧ)} \leq \frac{Q_{C(BЧ)}}{K_{ГУ} \cdot U_o}, \quad (7)$$

Для удовлетворения (7) индуктивность фильтра должна удовлетворять следующему условию

$$L \geq \frac{U_{ВГ}}{\omega_K \cdot I_{L(BЧ)}}. \quad (8)$$

где ω_K – циклическая частота коммутации силовых ключей вентильного комплекта, $U_{ВГ}$ – действующее значение напряжения высших гармоник в спектре выходного напряжения инвертора.

4. Выбор емкости и индуктивности фильтра

Осуществить окончательный выбор номиналов реактивных элементов для удовлетворения наложенным ограничениям можно исходя из требуемой частоты собственных колебаний фильтра

$$\begin{cases} L = \frac{U_{BF}}{\omega_K \cdot I_{L(Bq)}}, \\ C = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L}. \end{cases} \quad (9)$$

5. Работа на активно-реактивную нагрузку

Для оценки влияния нагрузки на качество выходного напряжения необходимо рассмотреть коэффициент демпфирования LC -фильтра при таком типе нагрузки.

$$\xi(\omega) = \frac{L}{|Z_H(\omega)|}. \quad (10)$$

Как видно из выражения (10), при увеличении импеданса нагрузки коэффициент демпфирования фильтра уменьшается, что ведет к появлению нежелательных резонансных явлений и ухудшению качества выходного напряжения. В таком случае необходимо предусмотреть демпфирующие цепи [8] или охватить частоту резонанса фильтра контуром обратной связи.

6. Заключение

В работе получены основные соотношения для выбора номиналов LC – фильтра, позволяющие выбрать емкость и индуктивность, исходя из критериев качества выходного напряжения системы электроснабжения. Полученные выражения позволяют обеспечить оптимальный уровень потребления реактивной мощности выходным конденсатором.

Литература:

1. Калугин Н.Г. Исследование способов улучшения качества выходного напряжения инверторов напряжения, питающих разветвлённую нагрузку. Автореферат диссертации кандидата технических наук. МЭИ, Москва, 2005.
2. Г.С. Мыцык, Халинг Мин У. Трёхфазные инверторы напряжения, нечувствительные к несимметрии нагрузки/ Г.С. Мыцык, Халинг Мин У.// Вестник МЭИ – 2016. – № 4. – с. 62-68.
3. Remus Narcis Beres et al. A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters//IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 4, NO. 1, MARCH 2016.

4. А. Захаров. Расчёт выходного фильтра ШИМ инвертора/А. Захаров//СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА. – 2005. – № 6. с.48-50.
5. М.Ю. Пустометов. О параметрах фильтров для частотно регулируемого электропривода с асинхронными двигателями/ Пустометов М.Ю.// Электричество. – №5. –2013. с.41-44.
6. M.F. Arman. An “Active” Passive-Filters topology for low power DC-AC inverters/ PhD Thesis, Brunel University, London, UK, September 2011.
7. Annette von Jouanne, Prasad N. Enjeti. Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications//IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 33, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1997.
8. She H., Lin H., Wang X., Yue L. Damped input filter design of matrix converter. International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009), Taipei, 2–5 November 2009, pp. 672–677. doi: 10.1109/PEDS.2009.5385684

МЕТОД РЕАЛИЗАЦИИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ В МАТРИЧНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

Е.Д. Баранов, В.И. Попов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, popov@corp.nstu.ru**

В данной статье рассматривается один из методов реализации векторной ШИМ на примере матричного преобразователя частоты. Данный метод позволяет уменьшить коэффициент гармоник входного тока и выходного напряжения на 2-3%, а также повысить первую гармонику выходного напряжения на 5-7% по сравнению с классическими методами реализации.

In this paper a proposed Space Vector PWM realization technique is considered to control Matrix Converter circuit. Considered approach enable to reduce input current THD and output voltage THD on 2-3% as well as to increase the first harmonic of the output voltage up to 5-7% in comparison with classical methods of realization.

Матричный преобразователь (матричный конвертер - МК) является преобразователем с непосредственной связью нагрузки и источника питания, в котором отсутствуют элементы звена постоянного тока и диодного выпрямителя. Благодаря этому обеспечивается возможность рекуперации энергии из нагрузки, а также низкий уровень гармонических искажений питающего напряжения и тока. Основным недостатком

МК является низкий уровень выходного напряжения, которое достигает макс. 86-90% от уровня питающего напряжения.

Метод управления векторной ШИМ является известным методом по снижению коммутации силовых ключей и повышению первой гармоники выходного напряжения. Его реализация в МК позволяет обеспечить входной коэффициент мощности близкий к единице и более высокий коэффициент преобразования по напряжению [1-4].

Традиционная реализация векторной ШИМ, как правило, использует прямой метод преобразования abc-dq координат, при котором положение пространственного вектора математически рассчитывается соответствующей системой управления. Интервалы проекций предыдущего T1, следующего T2 и нулевого T0 состояний обобщающего вектора модулируются в течение каждого сектора.

Предлагаемый метод реализации ВШИМ показан на рис.1. Формирование импульсов T1, T2 и T0 выполняется посредством сравнения модулирующего и опорного сигналов на каждом такте управления. Модулирующее напряжение V_{ref} представляет собой синусоидальный сигнал длительностью $\pi/3$ и максимальной амплитудой 0,866 ($\sin\pi/3$). Опорный сигнал имеет треугольную или пилообразную форму с единичным уровнем напряжения и изменяемой скважностью. Когда V_{car} больше чем V_{ref} , формируется импульс T1, когда наоборот - T2. Нулевое положение вектора определяется опорным сигналом, когда значение в текущий момент времени равно нулю. Таким образом, изменяя длительность нулевой паузы V_{car} , можно отрегулировать амплитуду результирующего вектора. Коэффициент модуляции M при этом будет определяться скважностью V_{car} при $M < 1$, и амплитудой V_{ref} при $M > 1$ (например, $M = 1.2$ соответствует $V_{ref} = 1.2 * 0.866$).

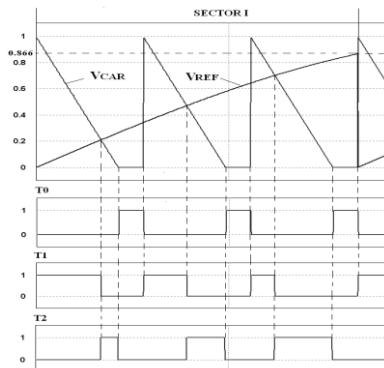


Рис. 1 – Формирование импульсов ВШИМ

На рис.2 показана зависимость коэффициента преобразования C_p от коэффициента модуляции M для классической (SV) и предложенной (SV*) реализаций.

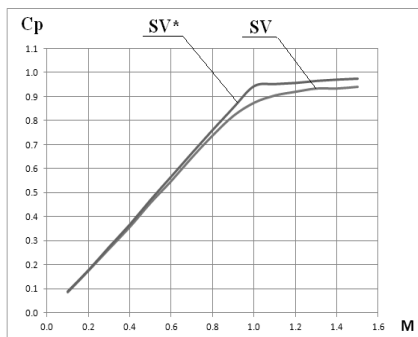


Рис. 2 – Передаточные характеристики для традиционного (SV) и предложенного (SV*) методов реализации ВШИМ

При всех значениях коэффициента M метод (SV*) показывает больший уровень первой гармоники выходного напряжения, а в точке $M=1$ напряжение выше приблизительно на 7%.

Для оценки качества сигналов на рис.3 представлены зависимости коэффициентов гармоник от модуляции M : для выходного напряжения V_{out} и входного тока I_{in} . Как видно из обоих графиков, на протяжении всех значений M кривая (SV*) имеет меньшее значение чем (SV) примерно на 2-3%.

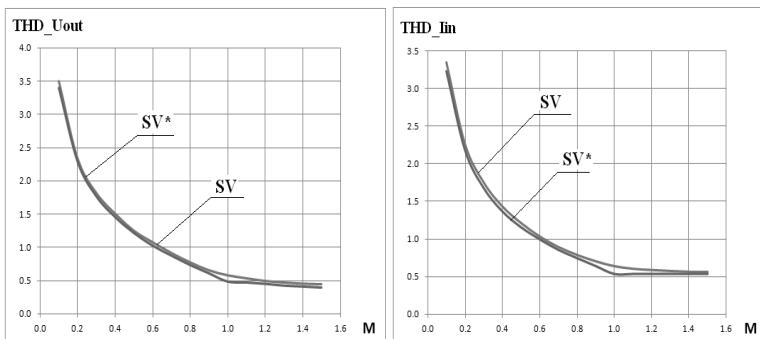


Рис. 3 – Зависимости коэффициентов гармоник напряжения и тока для рассмотренных методов реализации ВШИМ

Для оценки содержания гармонических искажений был рассчитан спектр сигналов выходного напряжения V_{out} и входного тока I_{in} . В таблице 1 показано содержание низкочастотных гармоник в каждом сигнале для обоих методов реализации.

Таблица 1 – содержание низших гармоник в спектре

№ of harm.	SV, V_{out}	SV*, V_{out}	SV, I_{in}	SV*, I_{in}
	max %	max %	max %	max %
3	0.14	0.00	0.20	0.03
5	1.99	2.56	2.16	2.29
7	2.03	2.62	2.23	2.41
9	0.16	0.04	0.03	0.00
11	1.29	1.33	0.43	3.16
13	1.02	1.82	0.57	2.58
15	0.15	0.05	0.00	0.00
17	0.29	0.83	0.23	0.96
19	0.24	0.87	0.20	1.00
21	0.24	0.03	0.12	0.00
23	0.26	0.64	0.25	2.46
25	0.06	0.75	0.14	2.53
27	0.13	0.04	0.06	0.00
29	0.25	0.61	0.03	1.28
31	0.16	0.53	0.08	1.54

Содержание низких гармоник в V_{out} при (SV) немного меньше, однако при (SV*) исключаются гармоники кратные трем.

Значения высокочастотных составляющих для обоих методов примерно одинаковы т.к. алгоритмы управления подобны, к тому же их влияние на качество сигналов и величину фильтров минимально при высокой частоте коммутации. Таким образом, предлагаемый метод реализации ВШИМ в матричном преобразователе позволяет повысить первую гармонику выходного напряжения на 7% относительно классической реализации, а также уменьшить коэффициент гармоник входного тока и выходного напряжения на 2-3%.

Литература:

1. M.Venturini and A.Alesina, - "The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor", in Conf. Rec. IEEE PESC'80, pp. 242-252.
2. J. Rodriguez, "A new control technique for AC-AC converters," in Proc. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conf., Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 203-208.
3. Huber and D.Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1989, pp. 871-876.

4. Lazlo Huber, Dusan Borojevic, - “Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction”, IEEE transactions on industry applications, vol. 31, no 6, Nov./Dec. 1995.

АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ НА БАЗЕ ДВИГАТЕЛЯ СТИРЛИНГА И СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

А.О. Дашинимаев, Н. Шенгерей, Д.Л. Калужский
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, 10041998123@mail.ru

В работе проведено исследование системы генерирования электроэнергии на базе двигателя внешнего сгорания и синхронного генератора с комбинированным возбуждением. С учётом условий её работы осуществлен выбор синхронной машины. Определена функциональная схема, обеспечивающая стабильное выходное напряжение при изменении скорости вращения и уровня нагрузки. Выполнен синтез системы автоматического регулирования, выбран закон управления корректирующего устройства.

The work investigated the power generation system based on an external combustion engine and a synchronous generator with the combined excitation. In view of its working conditions carried out selection of a synchronous machine. Defined functional circuit providing a stable output voltage changing speed and the load level. Completed synthesis automatic control system selected control law correction device.

Последние десятилетия современная энергетика ведёт поиск эффективных технологий энергопреобразования, стремится минимизировать ресурсные и энергетические затраты, проявляет интерес к альтернативным и возобновляемым видам топлива. Для решения этих задач, разрабатываются и применяются энергопреобразующие системы на базе двигателей Стирлинга, которые по своим экологическим и энергетическим характеристикам превосходят дизели и могут работать от любого источника тепла. Доля таких систем генерирования во всей вырабатываемой электроэнергии, в 21 веке (по данным различных источников) будет ощутимо расти.

Однако такой тип двигателей имеет ряд недостатков, среди которых выделяются: низкая скорость вращения (500 об/мин – 1500 об/мин), существенная нелинейность выходной мощности и частоты вращения от температуры нагрева. Известно, что современные синхронные генераторы не способны вырабатывать стабильное выходного напряжение в широком диапазоне частот вращения. Представленным требованиям, удовлетворяют синхронная многополюсная машина с постоянными магнитами на роторе и дискретно – распределенной обмоткой на статоре, а также электрическая машина с комбинированным возбуждением.

Разработана конструкция, разрез которой представлен на рисунке 1.

Машина выполнена двух пакетной. Трехфазная обмотка ($m=3$) состоит из девяти катушек и охватывает зубцы, принадлежащие разным пакетам. Число фазных зон в конструкции принято равным $p_1=1$, число согласно включенных катушек в каждой фазной зоне равно $s=3$. На статоре между пакетами размещается кольцевая обмотка возбуждения. Источником для ее питания является регулируемый мостовой преобразователь, позволяющий варьировать постоянный ток в диапазоне значений $-i_{\max} < i_g < +i_{\max}$. На каждом пакете ротора установлены постоянные магниты одной полярности; на левом пакете магниты обращены к статору своим северным полюсом, а на правом – южным.

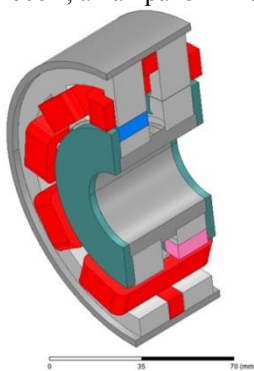


Рис. 1 – Разрез электрической машины

На рисунке 2 представлена структурная схема системы генерирования с регулированием выходного напряжения: $n=\text{var}$ – переменная скорость вращения вала синхронного генератора (СГ); ОВ – обмотка возбуждения СГ; ВК- вентильный комплект; L_ϕ и C_ϕ – индуктивность и емкость выходного LC фильтра; АБ – аккумуляторная батарея; РТВ – регулятор тока возбуждения; СИФУ РТВ – Система импульсно-фазового управления РТВ.

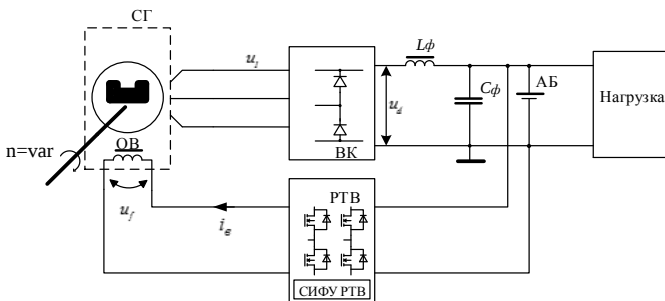


Рис. 2 – Структурная схема системы генерирования электроэнергии

РТВ выполнен на базе однофазного мостового преобразователя с широтно импульсным регулированием. Опорный сигнал выбран двусторонним, двухполярным и пилообразным. Необходимость такой реализации вызвана требованием реверса тока возбуждения синхронной машины. В качестве вентиля выбираются MOSFET транзисторы. Так как синхронный генератор имеет смещенный тип возбуждения, часть потока возбуждения создается постоянными магнитами, остальная часть током возбуждения. Соотношение составляет примерно 70 и 30 процентов соответственно.

Для поддержания величины ЭДС на требуемом уровне при изменении частоты вращения используется двухконтурная система подчинённого регулирования (СПР) выходного напряжения.

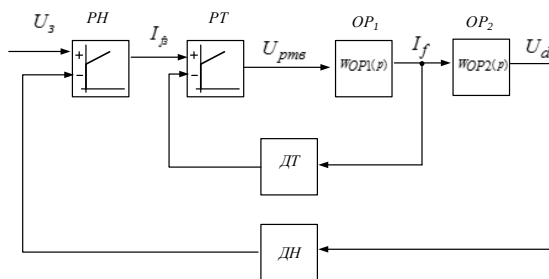


Рис. 3 – Структурная схема СПР

Внутренний контур обеспечивает регулирование тока обмотки возбуждения. Внешний – напряжения. Синтез контуров производится путем пошагового приведения параметров контура в разомкнутом состоянии к техническому оптимуму. Процессы в мостовом преобразователе с СИФУ и в обмотке возбуждения описаны передаточными функциями апериодического звена.

$$W_{T.O.1}(p) = W_{P.T.}(p) \frac{K_{МП}}{T_{МП}p + 1} \frac{R_{OB}^{-1}}{T_{OB}p + 1}$$

Таковыми же звеньями аппроксимируется электрическая машина.

$$W_{T.O.2}(p) = W_{P.T.}(p) \frac{K}{T_{OЯ}p + 1} \frac{K_{OB}^{-1}}{\alpha_{T1}T_{M.Л.}p + 1}$$

Проведённый синтез позволил установить, что регулятор будет иметь пропорционально-интегральный закон управления. Таким образом, синтезирована двухконтурная система подчиненного регулирования напряжения с ПИ-регуляторами.

АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Л.Г. Зотов, Д.Е. Гичкаленко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, gichkalenko.2019@stud.nstu.ru**

В статье рассмотрена двухуровневая система электроснабжения постоянного тока на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами, предназначенная для электроснабжения автономных потребителей с различными напряжениями. Актуальность разработки и применения подобных систем обоснована реальной возможностью комплексного улучшения ее энергетических и массогабаритных показателей благодаря замене нетехнологичных трансформаторов и дросселей на многослойные керамические конденсаторы и мягкой коммутации транзисторных ключей.

The article considers a two-level DC power supply system based on resonant structures with switched capacitors, designed to power autonomous consumers with different voltages. The relevance of the development and application of such systems is justified by the real possibility of a comprehensive improvement of its energy and mass-size indicators due to the replacement of non-technological transformers and throttles with multilayer ceramic capacitors and soft switching of transistor switches.

Поскольку удельные энергетические показатели современных многослойных керамических конденсаторов приблизительно в 100 раз превышают аналогичные показатели нетехнологичных трансформаторов и реакторов, то при создании автономных систем электроснабжения, питаемых от низковольтных первичных источников тока (аккумуляторов, топливных элементов и т.д.), целесообразно использовать повышающие многоуровневые системы электроснабжения постоянного тока

(МСЭПТ) на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами (РСПК) (Рис. 1).

Силовая цепь МСЭПТ представляет собой массив из N идентичных транзисторно-диодных ИКЦ, объединяемых в подсистемы, работающие на нагрузку потребителя. В общем случае отдельная подсистема в составе МСЭПТ, представляет собой один или несколько многотактных преобразователей постоянного напряжения на основе РСПК (ППН) с заданным значением коэффициента преобразования.

Выбор структуры осуществляется в зависимости от требуемого коэффициента преобразования и величины тока нагрузки. Изменение структуры МСЭПТ осуществляется коммутацией транзисторных ключей (3,7,11, 15,19), (2, 6, 10, 14, 18, 22).

Все подсистемы потребляют электрическую энергию от общего низковольтного первичного источника с напряжением E_1 . Уровень МСЭПТ определяется количеством ее потребителей. Если количество подсистем равно K , то уровень МСЭПТ с учетом возможности использования первичного источника E_1 определяется выражением $(K + 1)$.

Двухуровневая МСЭПТ может находиться в различных состояниях, характеризуемых набором независимых параметров m_j, k_j, N_j , где m_j – количество параллельно соединенных одинаковых повышающих многотактных преобразователей постоянного напряжения ППН (РСПК), определяющее кратность дискретной временной симметрии (ДВС), каждый из которых включает в себя определенное количество k_j одинаковых преобразовательных модулей (ПМ), содержащих каждый по N_j транзисторно-диодных ИКЦ. При этом порядок ДВС двухуровневой СЭПТ определяется выражениями

$$\begin{aligned} k_c &= m_j \cdot k_j \text{ для } k_j = 1 \text{ и его четных значений;} \\ k_c &= 2 \cdot m_j \cdot k_j \text{ для нечетных значений } k_j \geq 3. \end{aligned}$$

В частности, двухуровневая СЭПТ состоящая из шести ИКЦ, может находиться в девяти различных состояниях, описываемых следующими наборами параметров

$$\begin{aligned} (m_{1,1} &= 1, k_{1,1} = 1, N_{1,1} = 6, K_{п1} = 7, k_{c1} = 1), \\ (m_{1,2} &= 1, k_{1,2} = 6, N_{1,2} = 1, K_{п2} = 2, k_{c2} = 6), \\ (m_{1,3} &= 1, k_{1,3} = 3, N_{1,3} = 2, K_{п3} = 3, k_{c3} = 6), \\ (m_{1,4} &= 1, k_{1,4} = 2, N_{1,4} = 3, K_{п4} = 4, k_{c4} = 2), \\ (m_{1,5} &= 2, k_{1,5} = 1, N_{1,5} = 3, K_{п5} = 4, k_{c5} = 2), \\ (m_{1,6} &= 2, k_{1,6} = 3, N_{1,6} = 1, K_{п6} = 2, k_{c6} = 12), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(m_{1,7} = 3, k_{1,7} = 2, N_{1,7} = 1, K_{п7} = 2, k_{с7} = 6), \\
(m_{1,8} = 3, k_{1,8} = 1, N_{1,8} = 2, K_{п8} = 3, k_{с8} = 6), \\
(m_{1,9} = 6, k_{1,9} = 1, N_{1,9} = 1, K_{п9} = 2, k_{с9} = 6).
\end{aligned}$$

В данном случае четыре первых состояния имеют единичную кратность – $(m_{1,1} = m_{1,2} = m_{1,3} = m_{1,4} = 1)$, два состояния $(m_{1,5} = m_{1,6} = 2)$ имеют кратность равную двум, два состояния $(m_{1,7} = m_{1,8} = 3)$ кратность равную трем и одно состояние имеет кратность $(m_{1,9} = 6)$. При этом второе и девятое, а также четвертое и пятое состояния являются тождественными. Таким образом, в рассматриваемом случае двухуровневая СЭПТ может находиться в семи независимых состояниях.

Их реализация осуществляется отсечкой некоторой группы ТК в составе силовой цепи СЭПТ.

Из всего многообразия возможных состояний двухуровневой СЭПТ с одинаковым коэффициентом преобразования $K_{пj}$ приоритетными являются те из них, которые обеспечивают ей наибольшую величину порядка ДВС.

Преимуществом МСЭПТ является также и то, что она осуществляет надежное электроснабжение за счет возможности резервирования элементов её СЦ.

Транзисторные ключи (ТК) коммутируют идентичные ПМ, состоящие из ИКЦ.

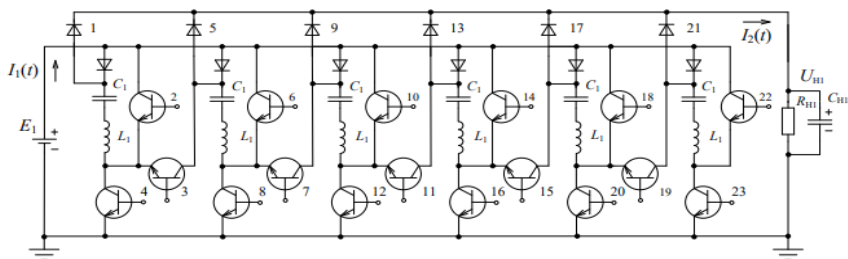


Рис. 1 – Принципиальная схема СЦ повышающей двухуровневой СЭПТ

Вывод: рассмотрена двухуровневая МСЭПТ на основе РСПК, состояния которой изменяются в зависимости от требуемого коэффициента преобразования и тока нагрузки потребителя.

Литература:

1. Зотов, Л. Г. Система электроснабжения постоянного тока на осно-ве резонансных структур с переключаемыми конденсаторами = Direct current power supply system based on a basis of resonance structures with switching capacitors / Л. Г. Зотов, О. Е. Луницина // Вопросы радио-элек-троники. Серия, Общетехническая. – 2015. – Вып. 5, № 5. – С. 183–194.

ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Л.Г. Зотов, Н.В. Нурлатов

**Новосибирский государственный технический университет,
Новосибирск, e-mail: mr.radiolubitel@mail.ru**

Для улучшения энергетических, массогабаритных показателей предложено применить для системы запуска вспомогательной силовой установки летательного аппарата многотактный повышающий DC-DC преобразователь, первый каскад которого выполнен на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами (РСПК). Благодаря высоким удельным энергетическим показателям отечественных керамических конденсаторов К10-84 габариты источника уменьшены в 8 раз.

To improve the energy, weight, size and technological parameters, it is proposed to use a multi-pass 2-stage DC-DC Converter for the electric starter system of the aircraft auxiliary power plant, the first stage of which is made on the basis of resonant structures with switchable capacitors (RSPK). Due to the high specific energy parameters of domestic ceramic capacitors K10-84, the sizes of semiconductor and reactive elements used in the source of the electric starter are reduced by 8.

Главной задачей при создании преобразователей постоянного напряжения является улучшение массогабаритных, энергетических и технологических показателей. Решение этой задачи достигается применением повышающих преобразователей на основе структур с переключаемыми конденсаторами.

Конструктивно достоинства резонансных преобразователей постоянного напряжения ППН(СПК) реализуются благодаря введению во входную и выходную цепь реакторов L_1 , образующих с конденсаторами его силовой цепи СЦ резонансные контуры. Благодаря повышению частоты коммутации габариты энергонесущих реактивных элементов сокращаются, а применение мягкой коммутации транзисторных ключей позволяет уменьшить динамические потери.

В исследуемом повышающем DC-DC преобразователе применены высокочастотные керамические конденсаторы К10-84 с емкостью 47 и 10 мкФ и максимальными напряжениями соответственно равными 25 и 100 Вольт. Функциональная схема предлагаемого преобразователя приведена на рис. 2.

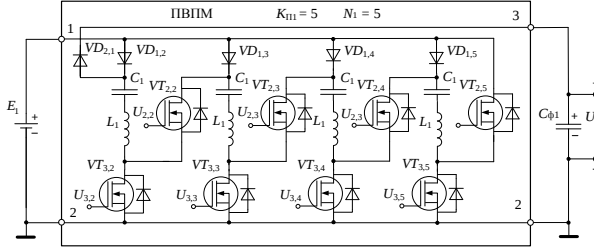


Рис.1 – Принципиальная электрическая схема повышающего модуля на основе РСПК

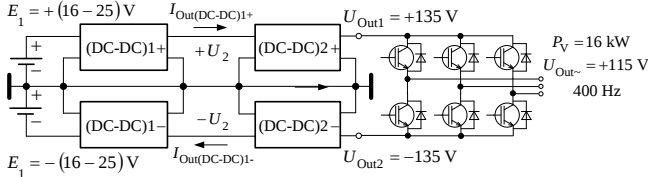


Рис. 2 – Функциональная схема преобразователя

Величина их удельного энергетического показателя соответственно равна $K_{vc}=50$ [см³/Дж] и 14 [см³/Дж], что в 75 и 270 раз меньше аналогичного показателя для ферритового сердечника дросселя, определяется выражение $k_{v1}=3.77 \cdot 10^3$ [см³/Дж]. Параметры реактивных элементов силовой цепи первого каскада определяются из следующих выражений:

$$C_1 = \frac{P_V}{2 \cdot k_1 \cdot f_{tr1} \cdot E_{1min}^2 \cdot (N_1 + 1) \cdot \delta_{c1}}, \quad C_{f1} = \frac{\alpha}{k_1} \cdot \frac{C_1}{N_1}, \quad L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - (2 \cdot \pi \cdot f_{tr1} \cdot N_1 \cdot C_1 \cdot R_1)^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_{tr1}^2 \cdot C_1},$$

где P_V - номинальная выходная мощность; N_1 - количество цепочек; k_1 - количество модулей. f_{tr1} - частота преобразования; δ_{C1} - коэффициент пульсации напряжения на конденсаторах; $-N_1 \cdot R_{1ch}$ - эквивалентное сопротивление зарядного и разрядного контуров; $R_{1p}=r_1+R_{VD2,1}+N_1 \cdot (R_{VT2,1}+r_{L1})$; $\alpha=3$ - для $k_1=1$ и четных значений k_1 , - $\alpha=1,5$ для нечетных значений $k_1>1$.

График зависимости коэффициента полезного действия (КПД) предлагаемого η_1 -, классического - η_2 и двойного активного DC-DC преобразователя в зависимости от величины его входного напряжения E_1 показан на рис. 3.

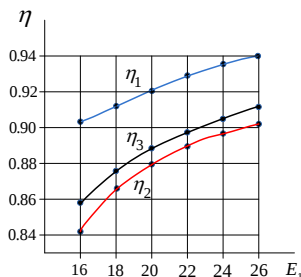


Рис. 3 – Зависимость КПД предлагаемого – η_1 , классического – η_2 и двойного активного DC-DC – η_3 преобразователя от входного напряжения

Полученные высокие значения КПД (0.92-0.94) в предлагаемом DC-DC преобразователе обусловлены малыми коммутационными потерями в его ТК благодаря их мягкой коммутации.

Оценка габаритных параметров dc-dc преобразователя

Суммарный объем, занимаемый реактивными и полупроводниковыми элементами классического DC-DC преобразователя $V=5586 \text{ см}^3$, т.е. величина выигрыша по объему предлагаемого DC-DC преобразователя оказывается равной $5586/694=8,04$ раза. При этом величина выигрыша по сравнению с двойным активным преобразователем составляет $1360/694=1,96$ раза.

Выводы

1. Более чем 100 кратное преимущество по удельным энергетическим показателям современных многослойных керамических конденсаторов открывает перспективу миниатюризации силового электрооборудования летательных и космических аппаратов нового поколения.

2. Предлагаемый DC-DC преобразователь на основе резонансных СПК обеспечивает восьмикратное снижение объема по сравнению с классическими преобразователями на основе BOOST и Кука.

3. Для разработанного DC-DC преобразователя на основе резонансных СПК приведены аналитические соотношения для расчета параметров реактивных элементов его силовой цепи.

Литература:

1. Зотов, Л. Г. Каскадные повышающие конденсаторные преобразователи резонансного типа для автономных систем электроснабжения / Л. Г. Зотов // Электротехника. – 2012. – № 6. – С. 34–39.
2. Зотов, Л. Г. Конденсаторные повышающие преобразователи постоянного напряжения с изменяющейся структурой для автономных энергосистем / Л. Г. Зотов // Электротехника. – 2011. – № 4. – С. 46–50.

АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ КОМПЕНСАЦИИ ПУЛЬСАЦИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Е.А. Игнатьев, О.В. Нос

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, egor4671@mail.ru

Данный доклад посвящен анализу различных способов снижения пульсаций частоты вращения ротора синхронных машин с постоянными магнитами в рамках специальной организации алгоритма управления. Рассмотрены достоинства и недостатки нескольких методов компенсации применительно к прикладным задачам построения высококачественных прецизионных частотно-регулируемых электроприводов.

The conference paper is devoted to the analysis of various methods to reduce the speed ripples of a permanent magnet synchronous motor by means of the control strategies. Advantages and drawbacks of several approaches for control design of high-quality precision variable-speed drives with converter-fed permanent magnet synchronous motor are described.

В отечественном промышленном секторе все более широкое распространение получают синхронные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением, которые используются в энергетическом комплексе в качестве исполнительных источников механического движения компрессоров, насосов и ленточных конвейеров [8], в космической отрасли и навигации при динамическом слежении за изменяющими свое положение во времени телами и объектами и т. д. Синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ) называется электрическая машина с индуктором, состоящим из постоянных магнитов, что является ее главным отличием от трехфазного асинхронного двигателя. К положительным сторонам СДПМ можно отнести функционирование с $\cos\varphi=1$, независимость частоты вращения ротора от механической нагрузки на валу, а также более высокий КПД, чем у других типов электромеханических преобразователей энергии переменного тока [1].

Несмотря на вышеперечисленные достоинства, СДПМ присущ ряд недостатков, в число которых входят относительная сложность изготовления, большой расход активных и редкоземельных материалов, и, как следствие, дороговизна, а также невозможность прямого пуска с нулевых начальных условий в совокупности с наличием пульсаций электромагнитного момента, алгоритмическим способом компенсации которых посвящен представленный доклад.

Последний недостаток особенно критичен для высокоточных прецизионных оптико-механических систем, в которых необходимо обеспечивать повышенную точность позиционирования или слежения за траек-

торией движения [2] в совокупности с желаемым качеством процессов отработки задающих воздействий в динамике и требуемой статической ошибкой регулирования [2–6].

Как отмечено в [2–6], результирующий момент СДПМ состоит из постоянной и пульсирующей составляющих, первая из которых осуществляет “полезную” механическую работу на валу, а вторая компонента появляется вследствие наличия высокочастотных гармоник магнитного потока в воздушном зазоре (порядка 2–5% от номинального уровня), а также из-за неравномерности распределения магнитной проницаемости статора (зубцовый момент), который не зависит от действующего значения тока статора и может достигать до 4% от величины номинального момента [2–6].

Одним из путей снижения колебаний механических координат электропривода является поэтапная оптимизация конструкции СДПМ при проектировании статора, включающая в себя корректный выбор ширины магнитных полюсов и технологии монтажа обмотки в пазы. Однако данный подход приводит к уменьшению рабочих скоростей ротора, а также характеризуется повышенными временными затратами при изготовлении, вследствие чего он не нашел широкого применения на практике.

Другой метод заключается в особом управлении фазными токами статора по мгновенным значениям [3]. На начальном этапе в рамках принципа суперпозиции предварительно определяют гармонические составляющие электромагнитного момента, после чего рассчитывают соответствующие компенсационные воздействия для подавления пульсаций частоты вращения ротора. Сложность технической реализации данного способа заключается в отсутствии требуемых для анализа электромагнитного поля в воздушном зазоре параметров СДПМ, таких как, например, скос пазов статора, расположения обмоток и т. д. [3, 4].

Другой алгоритмический прием строится на организации быстродействующей трехконтурной системы управления с регуляторами токов статора, скорости и положения ротора, обеспечивающей фильтрацию пульсаций электромагнитного момента за счет формирования соответствующих управляющих воздействий на преобразователь частоты. Так, с помощью перехода во вращающуюся систему координат при помощи Park Transformation [5], опираясь на разложение периодических нелинейных колебаний в ряд Ж. Фурье, можно осуществить синтез пропорционально-интегрально-резонансного (ПИР) регулятора. Данный тип корректирующего устройства реализуется путем параллельного соединения традиционных пропорционально-интегральных (ПИ) регуляторов скорости и тока с несколькими резонансными цепями. ПИ-

составляющая однозначно определяет качество переходных процессов, а группа вторых компонент эффективно справляются с периодическими сигнальными возмущениями. При работе ПИР-регулятора параллельные ветви отключаются, если отклонение между желаемым и текущим значением скорости меньше, чем пороговая величина, причем данный тип последовательного корректирующего устройства позволяет исключает влияние мертвого времени при коммутации полупроводниковых ключей, зубцового момента и ошибок измерения тока, т. е. частично компенсировать некоторые недостатки обычных ПИ-структур [6].

В заключение также необходимо отметить, что в прецизионных электромеханических системах также может применяется комбинированный способ, базирующийся на использовании итерационных таблиц, заменяющих непосредственную процедуру вычисления компенсационных воздействий на операцию поиска. Содержимое ячеек заполняется на основании данных серии предварительных экспериментов, в ходе которых фиксируется амплитудное превышение тока статора от среднего уровня в зависимости от текущего угла поворота ротора при постоянной скорости движения. Однако при этом контролируемые параметры является функцией направления вращения, нагрузки и знака токов статора СДПМ, которые практически невозможно предсказать в процессе функционирования частотно-регулируемого электропривода. По этой причине эффективность табличного метода может снизиться вплоть до появления ранее не учтенных дополнительных возмущений [7, 8].

В данном докладе был выполнен краткий обзор различных технических способов уменьшения колебаний электромагнитного момента СДПМ. В общем случае их можно разделить на две подгруппы, первая из которых включает в себя различные конструктивные методы оптимизации, позволяя достигать желаемого результата путем изменения параметров двигателя. Однако из-за ряда существенных недостатков они не нашли широкого распространения на практике. Второй подкласс основывается на специализированных законах управления токами статора СДПМ, позволяющих подавить пульсации без какого-либо внешнего вмешательства в конструктивное исполнение электрической машины. В докладе описаны базовые положения несколько таких алгоритмических методов, в число которых входят аналитический расчет компенсационных воздействий на основании гармонического анализа магнитного поля и синтез трехконтурной системы управления с автоматическим регулированием тока статора, угловой скорости и положения ротора с применением особой структуры регулятора, сочетающей в себе пропорционально-интегральный закон с резонансными компонентами, которые

позволяют эффективно справляться с периодическими колебаниями механических координат СДПМ.

Литература:

1. А. В. Иванов-Смоленский. Электрические машины: учебник для вузов. В двух томах. Том 2 – 3-е изд., стереот. - М.: Издательский дом МЭИ, 2006. 532[4] с.: ил.
2. В. С. Томасов., С. Ю. Ловлин., А. В. Егоров. Алгоритмы компенсации пульсаций момента прецизионного электропривода на базе синхронной машины с постоянными магнитами // HT вестник информационных технологий, механики и оптики – 2013, № 2. С. 77–82.
3. Brock S., Deskur J. A practical approach to compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drivers // ICED and PE 26-28 September. 2005.
4. Grear B., Cafuta P., Stumberg G., Stankovic A. M. Control-based reduction of pulsating torque for PMAC machines // IEEE Transactions conversation, vol. 17, №2 June 2002. – P. 169–175.
5. Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1929, Vol. 48, № 3, pp. 716–727.
6. Brock S., Lukichev D. V., Demidova G. L. Minimizing torque ripple in PMSM drive by cuckoo search algorithm // ICED and PE, June. 2017.
7. Gao J., Wu X., Huang S., Zhang W., Xiao L. Torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motor using a new proportional resonant controller // IET Power Electron., 2017, Vol. 10, № 2, P. 208-214.
8. Wu A. P., Chapman P. L. Cancellation of torque ripple due to nonlinearities of permanent magnet synchronous machine drives // Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf. – 2003. – P. 256–261.

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
УРОВНЕЙ ДЛЯ 14-РАЗРЯДНОГО ЦАП
С ТТЛ-СОВМЕСТИМЫМИ ВХОДАМИ**

Д.Б. Колосков, А.В. Глухов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dimakoloskov2009@gmail.com**

В работе рассмотрена интегральная схема 14-разрядного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с ТТЛ-совместимыми входами. Предложены принципиальные электрические схемы преобразователя уровней и стабилизатора для питания цифровых каскадов. С помощью PSPICE моделирования

получена временная диаграмма работы преобразователя уровней. Дана оценка быстродействия предложенной схемы: время задержки сигнала составляет 15-20 нс. Сделан вывод о корректном функционировании и хороших динамических характеристиках предложенных схем при работе в нормальных условиях.

The paper considers an integrated circuit of a 14-bit digital-to-analog converter (DAC) with TTL-compatible inputs. There are proposed schematic configurations of a level converter and a stabilizer for supplying digital cascades. Using PSPICE simulation, a time diagram of the level converter is obtained. The performance of the proposed circuit is estimated: the signal delay time is 15–20 ns. The conclusion about the correct functioning and good dynamic characteristics of the proposed circuits when working under normal conditions is drawn.

Интегральные схемы ЦАП и АЦП российского производства широко используются в оборонной промышленности, например, в составе радиочастотных преобразователей [1].

На предприятии АО «НЗПП с ОКБ» в настоящее время производится интегральный 14-разрядный умножающий цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) с токовым выходом и двойной буферизацией входного кода. Цифровые входы управляются сигналами совместимыми с ТТЛ и КМОП логическими уровнями.

Существует возможность проведения изменений в конструкции данного устройства, направленных на улучшение его динамических характеристик и повышение надёжности при эксплуатации в условиях повышенного радиационного фона.

В результате проведённого анализа работы схемы выявлено, что значительная задержка прохождения сигнала происходит в узле преобразователей уровней. Дополнительно в соответствующем изменении нуждается вспомогательный узел схемы – стабилизатор для питания входных цифровых каскадов.

Преобразователи уровней в данном устройстве служат для согласования входных цифровых уровней напряжений (0...5 В) и выходных аналоговых уровней (0...15.75 В). Для работы преобразователя требуются постоянные и стабильные в допустимом диапазоне питания (12...15.75 В) уровни напряжения, которые генерируются схемой стабилизатора [2].

На рис. 1 приведён предложенный вариант принципиальной схемы преобразователя уровней, рассчитанной на КМОП-технологии изготовления ИС. Схема представляет собой дифференциальный каскад, образованный n-МОП-транзисторами Т7, Т8 и Т9. На затвор транзистора Т7 поступает входной цифровой сигнал, который затем «сравнивается» с постоянным напряжением v_{ttl} (~2,0 В) на затворе транзистора Т8: если входной сигнал меньше этого напряжения («логический ноль»), то и выход схемы устанавливается в «ноль», в ином случае выходное напряжение становится равно напряжению питания (12...15.75 В).

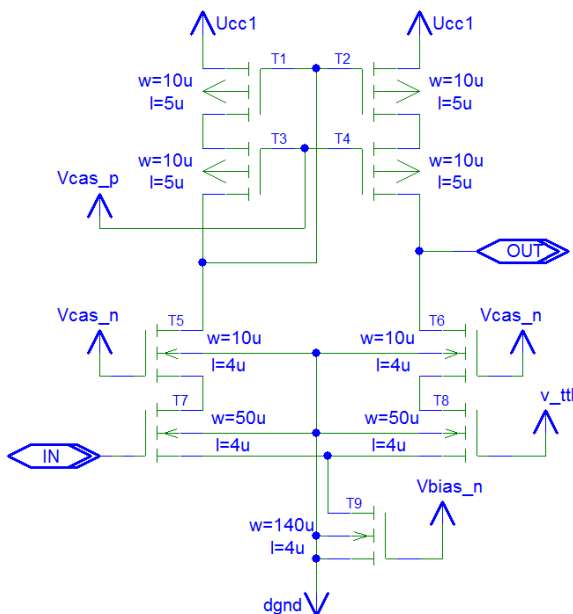


Рис. 1 – Принципиальная электрическая схема преобразователя уровней

Таким образом, узел преобразователя уровней не является инвертирующим. Затвор транзистора T9 подключен к постоянному напряжению Vbias_n (~1,5 В при нормальных условиях), необходимому для поддержания этого транзистора в открытом состоянии около порогового значения. Транзисторы T3 – T6 подключены к шинам Vcas_p (~5 В) и Vcas_n (~7 В) и служат для защиты рабочих транзисторов от пробоя подзатворного диэлектрика высоким напряжением питания.

Все указанные постоянные напряжения генерирует питающий стабилизатор, предложенная принципиальная схема которого представлена на рис. 2. Основным элементом здесь является стабилитрон, обеспечивающий напряжение 6...7 В в диапазоне напряжений питания 8...16 В. Напряжение Vbias_n формируется на стоке транзистора T10 в диодном включении – это сделано для автоматической коррекции уровня этого напряжения при изменении пороговых напряжений МОП-транзисторов (например, при повышении радиационного фона).

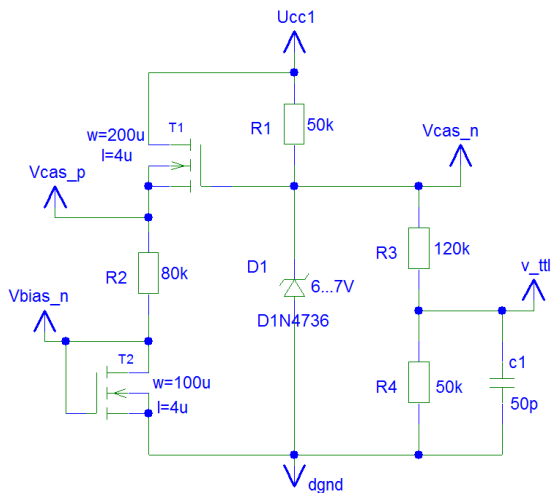


Рис. 2 – Принципиальная электрическая схема стабилизатора для питания входных цифровых каскадов

Проверка работоспособности предложенных схем была осуществлена при помощи PSPICE моделирования в среде OrCad 9.2 с использованием Level 2 моделей. Временная диаграмма (напряжение – время) работы преобразователя уровней при $U_{cc1} = 15.75 \text{ В}$ приведена на рис. 3.

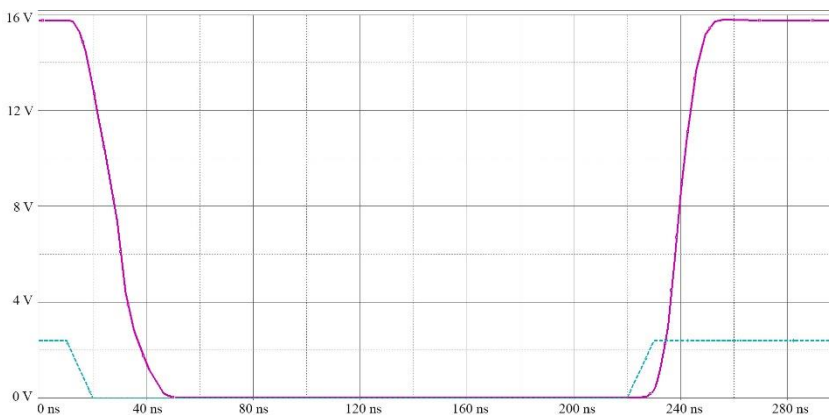


Рис. 3 – Временная диаграмма работы преобразователя уровней. Здесь пунктирной голубой линией показан входной сигнал, сплошной пурпурной – выходной.

Из диаграммы видно, что при снижении уровня входного сигнала до логического нуля выходной сигнал преобразователя уровней снижается до нуля менее чем за 20 нс, а при повышении входного сигнала до ТТЛ-уровня логической единицы (2,4 В) – достигает уровня напряжения питания приблизительно за 15 нс.

Исходя из этого можно сделать вывод, что предложенная конструкция преобразователя уровней вместе с питающим стабилизатором для 14-разрядного умножающего ЦАП при нормальных условиях выполняет свою функцию и при этом обладает очень хорошими динамическими характеристиками. В дальнейшем планируется провести функциональный контроль при смещении пороговых напряжений МОП-транзисторов и оценить влияние этих смещений на динамику работы схемы.

Литература:

1. Манойлов В.В. Аппаратные средства систем автоматизации аналого-цифровых приборов. – СПб: НИУ ИТМО, 2012. – 125 с.
2. Илюхин А.В. Логические автоматы. Типовые комбинационные схемы: учебное пос. – М.: МАДИ(ГТУ), 2007. – 133 с.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ПЛАВНОГО ПУСКА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МНОГОЗОННОГО ТРАНЗИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Е.А. Косых, А.В. Удовиченко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, evkosykh97@gmail.com**

Сложность разработки и производства энергосберегающих структур плавного пуска для высоковольтных двигателей актуальна по причине наличия глубоких провалов напряжения питающей сети, вызванных большими пусковыми токами. В данной работе проведено исследование устройства плавного пуска асинхронных двигателей на основе многозонного транзисторного регулятора переменного напряжения (РПН) средствами анализа электромагнитных процессов при моделировании в программном пакете PSIM, изготовления макета и сравнения результатов.

The complexity of the development and production of energy-saving soft-start structures for high-voltage motors is relevant due to the presence of deep voltage dips in the supply network caused by high inrush currents. In this work, a study was made

of a soft starter for induction motors based on a multi-zone transistor AC voltage regulator by means of electromagnet process analysis when modeling in the PSIM software package, making a layout and comparing the results.

Электрическая схема структурно состоит из следующих блоков: сетевое синусоидальное напряжение ($E_{пит}$), конденсаторные делители напряжения (C_1 - C_2), активно-индуктивная R-L нагрузка (R_n , L_n) и полупроводниковые элементы (T_1 - T_4 , D_1 - D_2), позволяющие в совокупности с системой импульсно-фазового управления (СИФУ) задавать и реализовывать необходимое выходное напряжение (рис. 1).

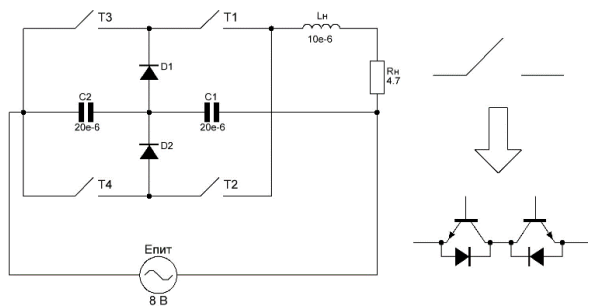


Рис.1 – Электрическая схема многозонного транзисторного РПН

На нагрузке модели сняты осциллограммы напряжения и тока (рис. 2), выходная и регулировочная характеристики (рис. 3).

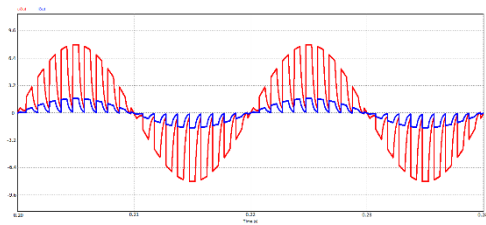


Рис. 2 – Осциллограммы напряжения и тока на нагрузке модели

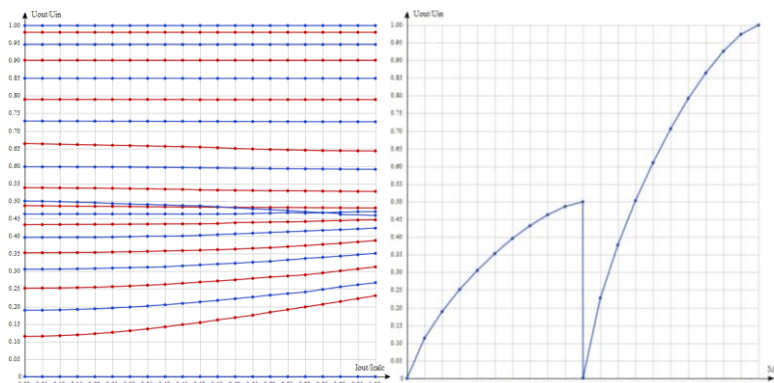


Рис. 3 – График семейства выходных характеристик и график регулировочной характеристики на нагрузке модели

Анализ формы выходного напряжения (рис. 4) при работе изготовленного макета (рис. 5) в середине второй зоны показал, что результаты совпадают с теоретической ожидаемой формой.

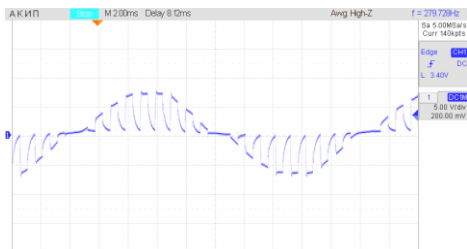


Рис. 4 – Осциллограмма напряжения на нагрузке макета

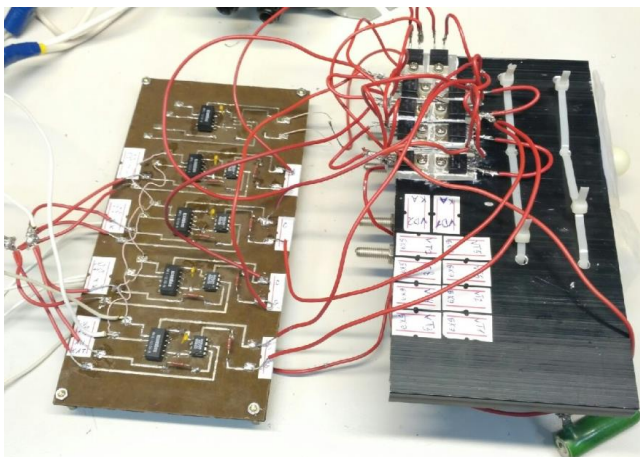


Рис. 5 – Фотография изготовленного макета

При увеличении тока нагрузки, вследствие уменьшения активной составляющей сопротивления, не происходит ни набросов, ни просядок по напряжению при работе в области рабочих токов.

Слабыми местами линейной регулировочной характеристики можно отметить диапазон значений КМ от 0,5 до 0,65 в силу большого роста напряжения на нагрузке на этом участке работы схемы.

Литература:

1. Зиновьев, Г.С. Энергосберегающие устройства плавного пуска высоковольтных двигателей переменного напряжения / Г.С. Зиновьев, А.В. Удовиченко, В.Н. Максименко // 4-й Международный форум по стратегическим технологиям: IFOST. – 2009. – 4D. – С. 262-266.
2. Удовиченко, А.В. Исследование многозонного регулятора переменного напряжения / А.В. Удовиченко // Сб. науч. тр. НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – № 2. – С. 129-138.
3. Udovichenko, A.V. Development and research of three-phase multi-zone thyristor voltage regulator / A.V. Udovichenko // Siberian Innovative Technologies. – 2011. – P. 23-24.

ШУНТОВОЙ РЕГУЛЯТОР В СОСТАВЕ 3-х ПОРТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Д.А. Курочкин, А.В. Гейст, Д.А. Штейн, Т.Е. Шульц
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск. denis963258@gmail.com

Системы электропитания космических аппаратов реализуют несколько режимов работы энергопреобразующего аппаратуры. Одним из таких режимов является обеспечение питания нагрузки от солнечной батареи. Цель данной работы изучить особенности использования шунтового стабилизатора на базе повышающего преобразователя с дополнительной индуктивностью в составе трех портового преобразователя электрической энергии.

Spacecraft power systems implement several modes of operation of energy converting equipment. One of these modes is to provide power to the load from the solar array. The purpose of this work is to study the features of using a shunt stabilizer based on a boost converter with an additional inductance as part of three port electric energy converters.

Системы электропитания космических аппаратов отличаются высокими требованиями к энергопреобразующей аппаратуре: масса-габаритные показатели, надежность, радиационная стойкость и качество выходного напряжения. В зависимости от предъявляемых требований существует несколько реализаций системы электропитания, одной из которых является использование отдельного преобразователя на каждый режим работы. Данный способ отличается наиболее высокой надежностью и простотой исполнения. Однако вместе с этим, увеличиваются масса-габаритные параметры системы. При этом выход из строя одного преобразователя не несет серьезных последствий для остальной части схемы. Поскольку, такие системы состоят из нескольких однотипных подсистем питания [2] с запасом мощности, то выход из строя одной из них не является критическим, а система электропитания космического аппарата способна это компенсировать.

Режим питания нагрузки от солнечной панели является одним из основных режимов работы энергопреобразующей аппаратуры космического аппарата. Некоторые системы электропитания для реализации этого режима используют отдельный преобразователь, который основан на топологии классического повышающего преобразователя [1]. Данная схема отличается высокой надежностью и простотой. В некоторых случаях применяются более сложные схемы, для достижения лучших энергетических показателей [5].

Увеличение количества элементов и усложнение схемы преобразователя увеличивает вероятность выхода из строя всей подсистемы. Од-

нако, усложнение схемы позволяет улучшить масса-габаритные и удельные энергетические показатели.

Шунтовой стабилизатор (ШС), основанный на топологии повышающего преобразователя с дополнительной индуктивностью [3], на 37% легче, чем основанный на топологии классического повышающего преобразователя. При этом, величина пульсации выходного напряжения у этих преобразователей остается одинаковой.

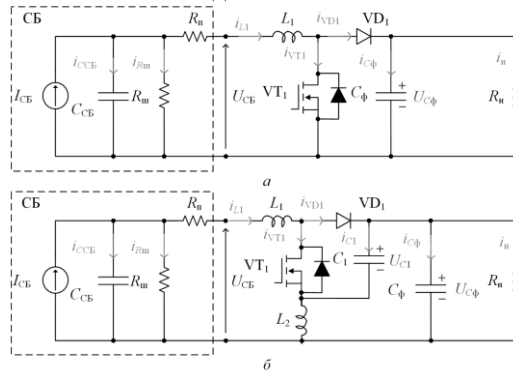


Рис. 1 – Классический ШС – а; ШС с дополнительной индуктивностью – б.

Согласно проведённым теоретическим расчётам, удельные энергетические показатели классического ШС, с применением исключительно радиационно-стойких компонентов, составляют: 5927,18 Вт/кг; 21,17 Вт/см². Удельные энергетические показатели ШС с дополнительной индуктивностью равны: 7470,65 Вт/кг; 31,38 Вт/см². Таким образом, удельные энергетические показатели ШС с дополнительной индуктивностью на 26% и на 48 % выше, чем у классического ШС.

Такой преобразователь можно использовать в подсистеме для реализации режима питания нагрузки от солнечной панели. Также целесообразно применять повышающий преобразователь с дополнительной индуктивностью для реализации режима питания нагрузки от аккумуляторной батареи [1].

Для уменьшения масса-габаритных параметров системы электропитания космического аппарата, отдельные преобразователи, реализующие разные режимы работы энергопреобразующей аппаратуры, объединяют. Подобные схемы называют 3-х портовыми преобразователями электрической энергии.

Система электропитания, включающая 3-х портовый преобразователь электрической энергии на базе повышающего преобразователя с

дополнительной индуктивностью представлена на Рис. 2 [4]. В двух основных режимах работы используется два преобразователя, содержащие конденсатор C_1 и дроссель L_3 . Эти дополнительные элементы, используемые в каждом преобразователе, являются общими для них в обоих режимах работы. Таким образом, значительно уменьшается масса устройства и улучшаются энергетические характеристики.

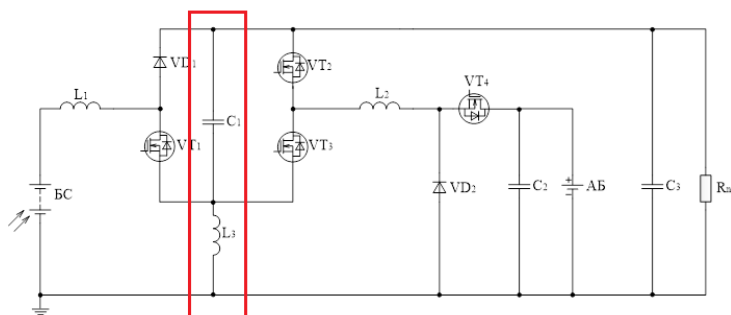


Рис. 2 – Схема 3-х портового преобразователя.

Проведенные исследования показали, что удельные энергетические показатели 3-х портового преобразователя, основанного на топологии классического повышающего преобразователя, с применением исключительно радиационно-стойких компонентов, составляют: 786,12 Вт/кг; 4,88 Вт/см², в то время как те же показатели для 3-х портового преобразователя, основанного на топологии повышающего преобразователя с дополнительной индуктивностью: 1882,8 Вт/кг; 11,81 Вт/см².

Заключение

Системы электропитания космических аппаратов, построенные на 3-х портовых преобразователях с дополнительной индуктивностью, отличаются большей эффективностью и компактностью по сравнению с системами на базе классических ШС. Исследование показало, что применение преобразователя с дополнительной индуктивностью увеличивает энергетические показатели системы более чем в 2 раза, с сохранением качества выходного напряжения.

С уменьшением массы и размеров подсистемы питания, появляется возможность установки дополнительного оборудования. А также дополнительных фаз питания, которые помогут снизить нагрузку на остальные фазы, тем самым увеличив их срок службы и повысят отказоустойчивость всей системы.

Литература:

1. R.W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics // USA, New York, 1997. — 883 p.
2. Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft Solar Array Power conversion / O. Mourra, A. Fernandez and F. Tonicello / 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, 2010, pp. 1313-1319. DOI: 10.1109/APEC.2010.5433399
3. Development of Boost Converter Mathematical Model with an Additional Inductance (1 C2-2L) / D. A. Kurochkin, A. V. Geist, I. D. A. Shtein and A. G. Volkov / 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, 2018, pp. 106-111. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545958
4. Пат. 2677629 Российская Федерация, МПК H02J 7/35 (2006.01). Энергопреобразующая аппаратура для систем электропитания постоянного тока аэрокосмических аппаратов [Текст] / Д.В. Коробков, С.А. Харитонов, В.Н. Школьный, А.А. Лопатин, Д.А. Штейн, А.В. Гейст, Д.В. Макаров; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО Новосибирский гос. тех. ун-тет (НГТУ) - № 2017144319; заявл. 18.12.17; опубл. 18.01.19, Бюл. № 2. – 10 с.
5. Multiple port DC DC converter for spacecraft Power Conditioning Unit / O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello and S. Landstroem / 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando: FL, 2012, pp. 1278-1285. DOI: 10.1109/APEC.2012.6165983

**ВЛИЯНИЕ СПОСОБА ИЗМЕНЕНИЯ ЕМКОСТИ
И ОБРАТНОГО ТОКА ДИОДОВ НА РАБОТУ
ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО МИКРОГЕНЕРАТОРА
НА ОСНОВЕ УДВОИТЕЛЯ БЕННЕТА**

Н. Мальцев, Д.И. Остертак

**Новосибирский Государственный Технический Университет
г. Новосибирск, nikita.maltsiev.1995@mail.ru, ostertak@ngs.ru**

Проведено SPICE-моделирование схемы на основе удвоителя Беннета при двух способах модуляции емкости. Получены зависимости напряжения на накопительном конденсаторе от времени для различных глубин модуляции и различных токов диода. Показано, что напряжение насыщения имеет максимум при некотором обратном токе диода. Сравнительный анализ двух конструкций показал, что эффективность конструкции с модуляцией зазора выше, чем с модуляцией перекрытия.

The SPICE-simulation of the circuit based on the Bennett doubler with two methods of capacitance modulation has been carried out. The time dependences of the voltage across the storage capacitor for various modulation depths and various diode currents have been obtained. It has been shown that the saturation voltage has a maximum at a certain reverse diode current. A comparative analysis of the two structures revealed that the efficiency of the design with gap modulation is higher than the overlap modulation.

Достижения в области производства интегральных схем с низким энергопотреблением предоставляют возможность создавать беспроводные сенсоры и автономные персональные устройства. Тем не менее, проблема питания таких устройств актуальна и по сей день. Поэтому в настоящее время активно ведутся разработки устройств, позволяющих получать энергию из окружающей среды. Наиболее универсальными на сегодняшний день являются электромеханические преобразователи (генераторы) вибрационного типа, основанные на электростатическом принципе действия. Их производительность гораздо ниже, чем у пьезоэлектрических преобразователей [1], однако их составляющие в максимальной степени сочетаются с требованиями планарной технологии. Ключевым недостатком таких преобразователей является необходимость в дополнительном источнике энергии для предварительной зарядки переменного конденсатора, однако в последнее время для этих целей стали использовать электрет, нанесенный на одну из обкладок переменного конденсатора. Схематически это означает, что в цепи с переменным конденсатором расположен источник напряжения [2].

В последнее время широкое распространение получила схема на основе удвоителя Беннета с диодами вместо управляемых переключателей (Рис. 1, а), необходимая для преобразования и хранения энергии. Анализу схемы на основе удвоителя Беннета посвящены работы [2–5], однако, до сих пор не было изучено влияние способа изменения емкости переменного конденсатора и величины обратного тока диода на эффективность работы схемы.

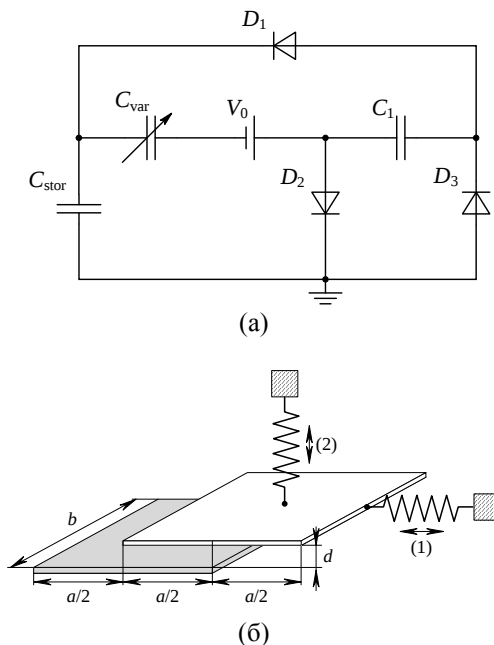


Рис. 1 – (а) исследуемая схема; (б) способы модуляции емкости: (1) – модуляция перекрытия, (2) – модуляция зазора

Поэтому данная работа посвящена сравнительному анализу эффективности работы модифицированной схемы Беннета с источником напряжения в цепи с переменным конденсатором при двух способах изменения (модуляции) емкости: модуляции зазора и модуляции перекрытия, с учетом обратного тока диода.

Исследуемая схема состоит из переменного конденсатора C_{var} , вспомогательного конденсатора C_1 , накопительной емкости C_{stor} , диодов D_1 - D_3 и источника напряжения V_0 , моделирующего электрет на одной из обкладок конденсатора. Переменный конденсатор (Рис. 1, б) состоит из подвижного и неподвижного электродов (обозначены белым и серым цветами, соответственно). Направления перемещения подвижного электрода обозначены стрелками. Изменение емкости осуществлялось по следующему закону:

$$C_k(t) = C_0 (1 + z \cdot \sin(\omega t))^k,$$

где C_0 – емкость конденсатора в положении равновесия, z – безразмерный параметр, меньший единицы, определяющий глубину модуляции емкости η , ω – циклическая частота колебаний; $k = 1$ соответствует модуляции перекрытия, а $k = -1$ соответствует модуляции зазора.

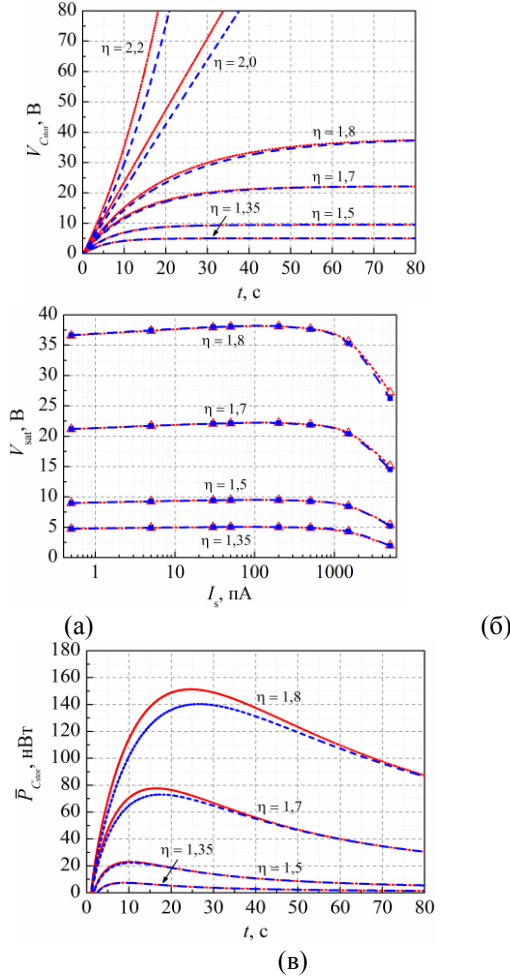


Рис. 2 – (а) зависимость напряжения на C_{stor} от времени; (б) зависимость напряжения насыщения от обратного тока диода; (в) зависимость средней мощности, вырабатываемой схемой, от времени

Анализ проводился путем SPICE-моделирования работы схемы, откуда извлекалось напряжение на накопительном конденсаторе C_{stor} . Параметры, при которых производился численный расчет: $V_0 = 10 \text{ В}$, $C_1 = 1 \text{ нФ}$, $C_{\text{stor}} = 10 \text{ нФ}$, $\eta = 1,35; 1,5; 1,7; 1,8; 2,0 \text{ и } 2,2$.

Результаты моделирования представлены на Рис. 2. Красным цветом обозначены зависимости для конструкции с модуляцией зазора, а синим – для конструкции с модуляцией перекрытия. Из графика на Рис. 2, а видно, что при глубине модуляции $\eta = 2$ и выше схема переходит в неустойчивый режим работы, т.е. напряжение на накопительном конденсаторе неограниченно возрастает. Это согласуется с результатами, полученными в [4]. Было замечено, что напряжение насыщения практически не зависит от способа модуляции емкости (Рис. 2, б). С ростом обратного тока диода напряжение насыщения сначала увеличивается, а затем уменьшается. Таким образом, для схемы имеется некоторое оптимальное значение обратного тока диода, при котором схема имеет максимальное напряжение насыщения. Из графиков на Рис. 2, в видно, что средняя мощность возрастает с увеличением глубины модуляции. Сравнивая графики для конструкций переменного конденсатора с модуляцией зазора и модуляцией перекрытия можно прийти к выводу, что эффективность несколько выше для конструкции с модуляцией зазора.

Литература:

1. Roundy S., Wright P. K., Rabaey J. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes // Computer Communications. – 2003. – Vol.26, N11. – P. 1131–1144.
2. Karami A., Basset P., Galayko D. Electrostatic Energy harvester using an electret-charged mems transducer with an unstable auto-synchronous conditioning circuit // Journal of physics: conference series. – 2015. – Vol.660. – Art. No. 012025. – 5 p.
3. de Qieroz A.C.M., Domingues M. The doubler of electricity used as a battery charger // IEEE transactions on circuit and systems – II: express briefs. – 2011. – Vol.58, N12. – P.797–801.
4. Dragunov V.P., Dorzhiev V. Y., Ostertak D. I., Atuchin V. V. A new autostabilization mechanism in the Bennet Doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester // Sensors and actuators A: Physical. – 2018. – Vol. 272. – P. 259–266.
5. Драгунов В.П., Остертак Д.И., Синицкий Р.Е. Анализ микро-элек-громеханического генератора с периодическим подключением нагрузки // Нано- и микросистемная техника. – 2019. – Т. 21. – № 9. – С. 546–554.

РЕАЛИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ КОМПЕНСАТОРОМ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ПРИ ПОМОЩИ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM32F407

А.В. Овчаренко, А.В. Удовиченко
Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск, frog4231.96@mail.ru

Предлагается физическая реализация управления с ШИМ, для управления компенсатором реактивной мощности. Рассматривается схема компенсатора реактивной мощности в различных вариантах.

A physical implementation of PWM control is proposed for controlling a reactive power compensator. The reactive power compensator circuit in various versions is considered.

Поставлена задача реализации управления с ШИМ, а также с контуром обратной связи, компенсатором реактивной мощности на микроконтроллере STM32F407. Принято решение реализации ШИМ путем использования АЦП микроконтроллера и регулирования глубины модуляции вручную. Так же планируется используя АЦП реализовать контур обратной связи.

Первая схема, рис. 1, представляет собой компенсатор реактивной мощности с подключенной нагрузкой. При таком включении схема позволяет регулировать напряжение.

Вторая схема, рис. 2, представляет собой компенсатор реактивной мощности, подобное устройство позволяет снизить затраты на электро-энергию и улучшить качество потребляемой энергии.

В качестве силовых ключей в схеме используются полностью управляемые полупроводниковые приборы, транзисторы. Управление осуществляется при помощи широтно-импульсной модуляции, так же рассматривается управление с замкнутым контуром обратной связи.

Программирование микроконтроллера осуществляется в программной среде Keil Vision, с использованием программных библиотек. На данном этапе работы АЦП адекватно работает. При помощи внешнего источника питания, регулируя подаваемое напряжение на модуль АЦП, можно регулировать глубину модуляции. Таким же образом подавая на АЦП сигнал с самого компенсатора реактивной мощности можно реализовать обратную связь.

Так же рассматривается вариант использования внутреннего ШИМ модуля который вшит в таймеры микроконтроллера, на данном этапе работы этот вариант лишь рассматривается, необходимо провести сравнение этих реализаций управления и выбрать оптимальный.

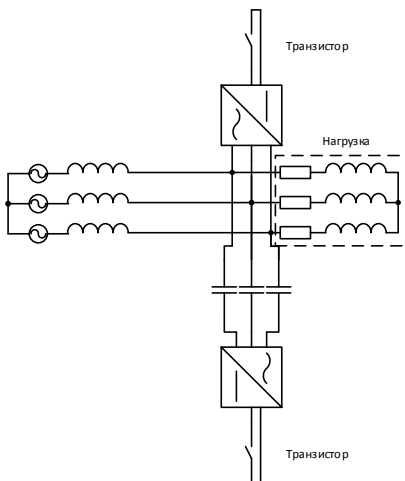


Рис.1 – Упрощенная схема компенсатора реактивной мощности с подключенной нагрузкой

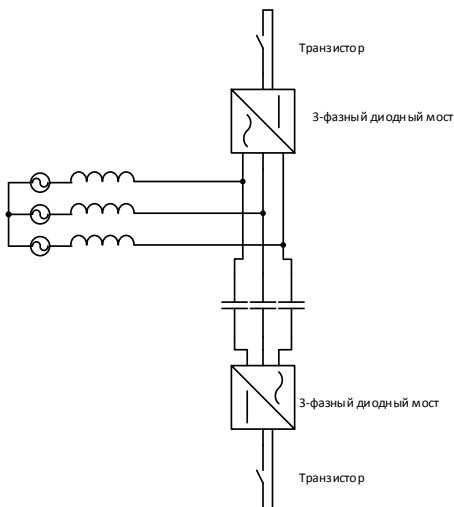


Рис.2 – Упрощенная схема компенсатора реактивной мощности

Литература:

1. Удовиченко А.В. Регуляторы переменного напряжения с улучшенной электромагнитной совместимостью для электротехнических систем улучшения качества электрической энергии: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Новосибирск, 2013. – 170 с.
2. User manual 1472, Discovery kit with STM32F407VG – URL: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/70/fe/4a/3f/e7/e1/4f/7d/DM00039084.pdf/files/DM00039084.pdf/jcr:content/translations/en.DM00039084.pdf

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Н.А. Севостьянов, Р.Л. Горбунов

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, eltemelectronics@gmail.com

Предлагается использование ПИД-регулятора с дополнительным адаптивным резонансным звеном. Резонансное звено позволяет компенсировать заданные гармоники в пульсациях выходного напряжения, вызванных пульсациями тока нагрузки, любой частоты, в том числе частоты за пределами полосы пропускания контура стабилизации напряжения.

It is proposed to use a PID compensator with an additional adaptive resonant selective harmonic compensator. The resonant compensator allows to compensate for the necessary harmonics in the output voltage ripple caused by the ripple of the load current in the full frequency range, including frequencies outside the passband of the voltage loop.

Импульсные преобразователи постоянного напряжения (ИППН) являются неотъемлемой частью множества устройств: от блоков питания ноутбуков и смартфонов до бортовых систем электропитания авиационных и космических аппаратов и электромобилей.

К ИППН часто предъявляются комплексные требования к качеству стабилизации выходного напряжения в установившемся и динамическом режимах. Одно из наиболее часто встречаемых требований – это требование к амплитуде пульсаций выходного напряжения в установившемся режиме, вызванных пульсациями тока нагрузки.

Это требование, при отсутствии других, традиционно определяет быстродействие системы управления ИППН: чем жёстче требование, тем быстрее должен быть контур стабилизации выходного напряжения. Однако в реальных системах быстродействие контура стабилизации напряжения (ширина полосы пропускания) ограничено множеством факторов, часто не учитываемых при расчёте: наличие аналоговых и цифровых фильтров, частотные характеристики датчиков, наличие цифровых задержек, влияние помех и т.д., поэтому не всегда возможно обеспечить требования к качеству напряжения.

Спектр потребляемого нагрузкой тока может быть достаточно сложен, однако часто в нём можно выделить гармоники, по величине преобладающие над другими. В данной работе предлагается подавлять основную гармонику тока нагрузки (или несколько гармоник) путём использования резонансного регулятора [1] (рис. 1). Одним из главных преимуществ данного подхода является то, что система управления поз-

воляет подавлять гармоники с частотами, значительно превышающие ширину полосы пропускания контура стабилизации напряжения.

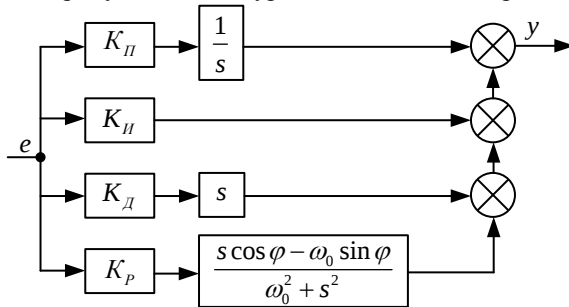


Рис. 1 – Структурная схема предлагаемого резонансного регулятора

Цель работы – синтез ПИД-регулятора с резонансным звеном для подавления пульсаций в выходном напряжении ИППН, вызванных пульсациями тока нагрузки.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Рассчитать коэффициенты ПИД-регулятора и резонансного звена с фиксированной резонансной частотой.
2. Оценить эффективность рассчитанного регулятора на имитационной модели.
3. Рассчитать наблюдатель частоты пульсаций тока нагрузки [2-3] (рис. 2) для адаптивной подстройки резонансного звена.
4. Оценить эффективность рассчитанного адаптивного регулятора на имитационной модели.

На рис. 3 изображена схема имитационной модели повышающего ИППН (“Boost Converter”) с двухконтурной микропроцессорной системой управления: контур регулирования тока входного реактора (ПИД-регулятор “PID Compensator”) и контур стабилизации выходного напряжения (ПИД-регулятор с резонансным звеном “PID+R Compensator” и контуром адаптации резонансной частоты “FLL”).

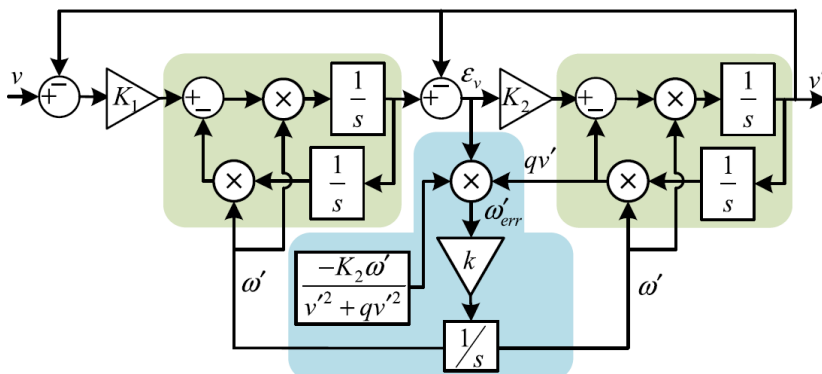


Рис. 2 – Структурная схема наблюдателя частоты пульсаций тока нагрузки

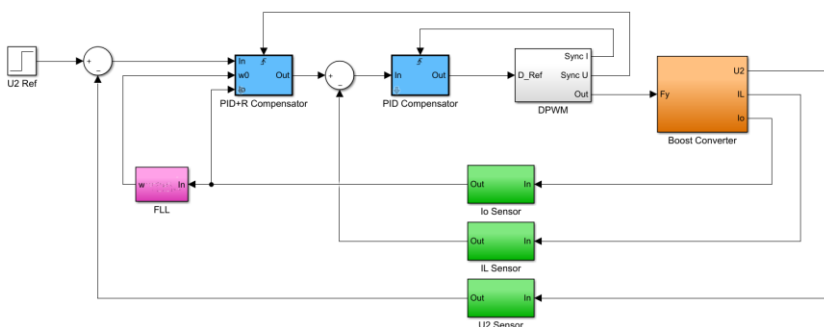


Рис. 3 – Схема ИППИ и системы управления в пакете MATLAB/Simulink

Литература:

1. Alejandro G. Yepes et. al Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011, – vol.58, no.11.
2. P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions” // Proc. 32ns IEEE IECON. – 2006, – no.6.
3. M. Mojiri and A.R. Bakhshai, “An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal” // IEEE Trans. Autom. Control, – 2004, – vol.49, no.2.

НЕЧЕТКИЙ РЕГУЛЯТОР В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

М.А. Хорошев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, imxoiam1@gmail.com**

Проведен синтез нечеткого логического регулятора в контуре управления системой генерирования электрической энергии переменного тока переменной частоты для летательных аппаратов. Показан принцип построения нечеткого логического регулятора, проведен анализ динамических процессов, протекающих в системе.

A fuzzy logic controller in the control loop of electric power generation system alternating current variable frequency for aircraft was synthesized. The principle of constructing a fuzzy logical controller is shown, an analysis of the dynamic processes in the system is carried out.

Повышенный уровень электрификации бортового оборудования современного летательного аппарата ставит перед разработчиками систем электроснабжения (СЭС) воздушных судов ряд комплексных задач. Одной из важнейших задач в этой области является повышение энергетической эффективности систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ), позволяющий в значительной мере улучшить технико-экономические показатели всего летательного аппарата.

Современный уровень развития силовой электроники и микропроцессорной техники дает возможность создавать новые методы построения СЭС. В связи с этим, была предложена СГЭЭ типа синхронный генератор (СГ) – полупроводниковый преобразователь (ПП), где в качестве СГ используется магнитоэлектрический генератор, а в качестве ПП – инвертор напряжения в обратном режиме, подключенный параллельно. На рисунке 1 показана принципиальная электрическая схема такой СГЭЭ.

Ряд проведенных ранее исследований показал преимущества данной системы в части массо-габаритных и энергетических характеристик. Также были проведены исследования в области синтеза системы управления и анализа динамических процессов системы.

В данной работе предлагается рассмотреть способ построения регулятора тока с использованием методов нечеткой логики.

Основные реализации контуров регулирования на основе нечеткой логики можно разделить на две группы. Первая, это непосредственное использование нечеткого логического регулятора (НЛР) в качестве кор-

ректора сигнала управления. В данном случае, НЛР выполняет роль низкоуровневого регулятора сигналов. Вторая группа представляет собой класс систем управления, называемых адаптивными. НЛР в такой системе выполняет роль корректора коэффициентов непосредственного регулятора сигнала управления объектом. В этом случае, реализуется двухуровневая модель управления, в которой нечеткий логический регулятор настраивает управляющий регулятор во время работы системы, изменяя коэффициенты для достижения максимальной эффективности в текущей рабочей точке объекта управления.

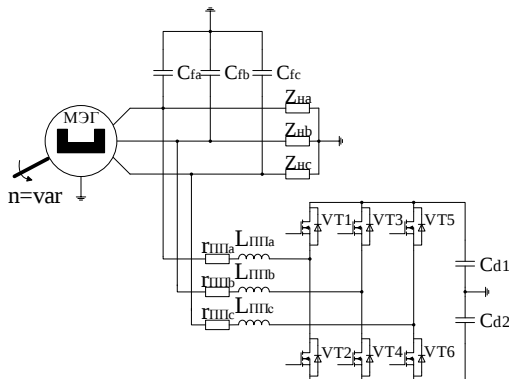


Рис. 1 – Принципиальная схема СГЭЭ типа «СГ-ПП» переменного тока переменной частоты

В работе проведен синтез НЛР как корректора сигнала управления в контуре тока. Была выбрана модель нечеткого логического регулятора с 2 функциями принадлежности по 5 термов в каждой. Эвристическим путем была составлена база правил, состоящая из 25 значений, как показано в таблице 1.

Имитационное моделирование проводилось для статических и динамических режимов работы СГЭЭ. Показан принцип работы НЛР тока с изменением коэффициентов в режиме реального времени.

Таблица 1 – база правил НЛР

Δe	ОБ	ОМ	Н	ПМ	ПБ
ОБ	ОБ	ОБ	ОМ	ОМ	Н
ОМ	ОБ	ОМ	ОМ	Н	ПМ
Н	ОМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ
ПМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ	ПБ
ПБ	Н	ПМ	ПМ	ПБ	ПБ

Дальнейшие исследования направлены на разработку системы управления на базе нечеткой логики с возможностью введения адаптивных контуров управления, а также многоуровневых систем.

Литература:

1. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография / Харитонов С.А. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с. (Серия «Монографии НГТУ»).
2. Бураков М.В. Нечеткие регуляторы: учебное пособие / Бураков М.В. – СПб.: СПб ГУАП, 2010. – 252с.

ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ВИБРАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ

Д.А. Чистяков

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dachistyakov@ya.ru**

Описан метод реализации цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой, предназначенных для обработки вибрационных сигналов. Проведена верификация его работы с периодическими сигналами.

A method for implementing digital filters with a finite impulse response intended for processing vibration signals is described. Verification of its work with periodic signals has been carried out.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время мониторинг параметров физических процессов находит широкое применение в системах неразрушающего контроля, например, в системах вибрационной диагностики механических агрегатов. В таких системах требуется не только сбор данных с вибрационных датчиков, но и их обработка. Регистрируемые вибродатчиками сигналы от механических агрегатов могут иметь малую амплитуду, поэтому необходимо обеспечить достаточную помехоустойчивость применением цифровой фильтрации.

В данной работе рассматриваются особенности реализации цифрового фильтра нижних частот с конечной импульсной характеристикой (КИХ) для обработки сигнала с вибрационного датчика.

II. ТЕОРИЯ

Широко известно, что отличительной особенностью КИХ-фильтров является возможность реализации фильтра с линейной фазочастотной характеристикой. Являясь нерекурсивным фильтром, его реализация

требует достаточной вычислительной мощности и объема памяти для хранения коэффициентов фильтра.

Основной операцией в процедуре фильтрации является дискретная свертка, определяемая соотношением (1). Анализируя (1), очевидно, что для выборки входного сигнала, состоящего из M - точек, вычисление свертки потребует $M \cdot N$ умножений [1,2].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x(n-k) \quad (1)$$

где $y(n)$ – выходной сигнал, $x(n)$ – входное воздействие, $h(k)$ – коэффициенты импульсной характеристики, N – длина фильтра (порядок ЦФ).

Сложность алгоритма вычисления дискретной свертки достигает существенных значений на больших M , что накладывает определенные ограничения на платформу для ее реализации. Вследствие этого становится очевидным вычисление дискретной свертки на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Это дает значительное снижение времени вычислений в особенности при реализации алгоритмов в составе систем на кристалле (СНК).

Известно, что импульсная характеристика ФНЧ с идеальной прямоугольной АЧХ описывается следующими соотношениями:

$$h_i(k) = 2 f_c \cdot \frac{\sin(k\omega_c)}{k\omega_c}, k \neq 0 \quad (2)$$

$$h_i(k) = 2 f_c, k = 0,$$

где f_c, ω_c - частота среза фильтра.

Для построения идеального ФНЧ требуется бесконечное число коэффициентов фильтра, поэтому имплементация такого фильтра невозможна в силу большого объема вычислений. С целью устранения этой проблемы предложено ограничить импульсную характеристику наложением прямоугольного окна.

На форму АЧХ фильтра с ограниченной прямоугольным окном импульсной характеристикой большое влияние оказывают боковые лепестки. По этой причине необходимо взвешивание отсчетов импульсной характеристики весовыми функциями w , плавно спадающих к границам окна

$$h(k) = h_i(k) \cdot w(k). \quad (3)$$

Из анализа соотношение (3) видно, что на время вычисления коэффициентов импульсной характеристики оказывает влияние сложность

расчета точек весовой функции. Так, для формулы расчета весовой функции Блэкмана [3], представляющей собой линейную комбинацию функций синусов, время вычисления ее точек без оптимизации в два раза больше, чем для весовой функции Хэмминга. Вследствие этого, для фильтра без изменяемых параметров фильтрации, становится предпочтительным хранение вычисленных точек весовой функции в памяти.

III. РЕАЛИЗАЦИЯ

На примере аппаратного модуля на базе СнК МТ7688АН (MediaTek), включающей в себя процессорное ядро MIPS24КЕС с тактовой частотой 580 МГц, осуществлена программная реализация КИХ-фильтра нижних частот 20 порядка. В качестве алгоритма вычисления свертки использовался метод БПФ. Для оценки быстродействия процедуры фильтрации использовался моделированный синусоидальный сигнал частотой 200 Гц с наложением гауссовского шума. Частота дискретизации моделируемого сигнала $f_d = 2,5 \text{ кГц}$. По результатам экспериментов получено, что среднее время применения фильтра для выборки сигнала длительностью 500 мс составляет 70 мс. Время пересчета коэффициентов фильтра с весовой функцией Хемминга составляет 16 мс, а с использованием функции Блэкмана – 26,2 мс.

IV. ВЫВОД

Таким образом, вследствие небольшой полосы пропускания вибрационных сигналов (0-1000 Гц, типичная полоса пропускания МЭМС датчиков), объем вычислений невелик, что позволяет сделать вывод о применимости использования недорогих СнК для имплементации фильтров.

Литература:

1. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис // – 2-е изд., ISBN 978-5-8459-0710-3, «Вильямс», 2016, 992 с.
2. Бахурин С. Линейная и циклическая свертка / С. Бахурин // ru.dsplib.org. Теория и практика цифровой обработки сигналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.dsplib.org/content/conv/conv.html> - Заглавие с экрана.
3. Бахурин С. Некоторые оконные функции и их параметры/ С. Бахурин // ru.dsplib.org. Теория и практика цифровой обработки сигналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dsplib.ru/content/winadd/win.html> - Заглавие с экрана.

АВТОНОМНЫЙ ЭНЕРГОЭФЕКТИВНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМЫХ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

П.В. Шеломенцев, Л.Г. Зотов

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, zotov@corp.nstu.ru

Рассмотрен новый принцип построения автономных многоуровневых инверторов напряжения. Предложена схема силовой цепи однофазного трёхуровневого автономного инвертора напряжения, представляющего собой усилитель мощности класса DG с вольтодобавкой на основе квазирезонансной структуры с переключающимися конденсаторами.

The paper presents a new design concept of multilevel voltage source inverter. A new topology of power stage of one phase VSI is proposed as DG class sound amplifier based on quasi-resonant structure with switching capacitors and bootstrap.

Поскольку современные многослойные керамические конденсаторы обладают значительно лучшими, по сравнению с реакторами, удельными энергетическими показателями (Дж/см³), то с целью миниатюризации устройства преобразования электрической энергии целесообразно строить на основе структур с переключающимися конденсаторами. Это в полной мере следует отнести и к автономным DC-AC инверторам напряжения (АИН), представляющим собой усилители мощности гармонического сигнала промышленной частоты [2,3].

На рисунке 1 представлена принципиальная схема силовой цепи (СЦ) трёхуровневого АИН на основе квазирезонансных структур с переключаемыми конденсаторами (СПК) и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Действующее значение выходного напряжения в трёхуровневом АИН

$U_{\text{нд}} = 220\text{ В}$ достигается при величине его входного напряжения равном $E_1 = 155\text{ В}$.

Для первичного источника (аккумуляторная батарея) с напряжением $E = (24 - 28)\text{ В}$, данный уровень входного напряжения целесообразно реализовать применением промежуточного двунаправленного преобразователя постоянного напряжения (ППН) на основе каскадного СПК [4] с коэффициентом преобразования равным $K_{\text{н}} = 155 / 26 = 6$. Его каскады строятся на основе двунаправленного преобразовательного модуля, состоящих соответственно из одной и двух индуктивно-конденсаторных цепочек (ИКЦ).

Достоинства АИН рисунок 1:

1) Высокое КПД, благодаря мягкой коммутации зарядных транзисторных ключей (ТК) (VT_1, VT_2).

2) Простота схемы СЦ за счёт исключения двунаправленных ТК и диодов.

3) Снижение масса габаритных показателей выходного реактора L_H , обеспечивается высокой граничной частотой близкой к частоте преобразования $f_H = 100 \text{ кГц}$.

4) Возможность работы в режиме рекуперации применением лишь одного обычного однонаправленного ТК - VT_{rec} .

АИН состоит из последовательно соединённого однонаправленного двухтактного повышающего ППН на основе СПК ($VT_1 - VT_4$) и мостового инвертора напряжения - ($VT_{M1} - VT_{M4}$). Максимальная величина его коэффициента преобразования $K_H = N + 1$ при $N = 1$ равна двум.

Квазирезонансный АИН рисунок 1 возбуждается гармоническим сигналом, поступающим на вход его цепи управления с выхода независимого задающего генератора (ЗГ) $e_1(t) = e_{1m} \cdot \sin(\omega_c \cdot t)$. [1]

Режим DG с вольтдобавкой реализуется благодаря скачкообразному изменению величины постоянного напряжения на входе моста (точки 1,2) в моменты перехода напряжением ЗГ установочного значения равного $e_1(t) = 0,5$.

В данном АИН предусмотрена рекуперация части электрической энергии из комплексной нагрузки $Z_H = R_H + j\omega L_H$ обратно в источник E_1 . Упрощение СЦ используемого в АИН ППН достигается применением в нём только однонаправленных ТК. [1].

Возврат электрической энергии обратно в нагрузку реализуется импульсами тока рекуперации, протекающего через однонаправленный ТК VT_{rec} .

Важно подчеркнуть, что предложенная схема АИН на основе квазирезонансных структур с переключаемыми конденсаторами может быть испытана в качестве усилителя звуковых сигналов, отличающегося повышенным КПД и низким уровнем нелинейных и интермодуляционных искажений.

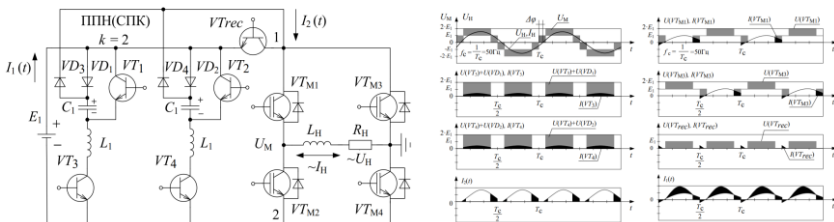


Рис. 1 – Принципиальная схема СЦ однофазного трёхуровневой АИН усилителя мощности класса DG с вольт добавкой на основе: СПК и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Литература:

1. Зотов Л.Г. Энергоэффективные устройства и системы силовой электроники на основе структур с переключаемыми конденсаторами: дис. ... док. техн. наук: 05.09.12. – Новосибирск, 2018. С.– 313–315.
2. Зотов, Л. Г. Инверторы напряжения – усилители мощности класса DG на основе структур с переключаемыми конденсаторами / Л. Г. Зотов, О. Е. Луницина // Современные проблемы телекоммуникаций: российская научно-техническая конференция: материалы конференции. – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2016. – С. 779–785.
3. Зиновьев Г.С. Зотов Л.Г, Темлякова З.С, Лопаткин Н.Н. Пути эволюции многоуровневых инверторов напряжения. Сборник научных трудов кафедры электроники и электротехники НЭТИ-НГТУ (1957-2017) (Избранное). Новосибирск 2017. С.175–198.
4. Зотов, Л. Г. Каскадные повышающие конденсаторные преобразователи резонансного типа для автономных систем электроснабжения Электротехника. – 2012. – № 6. – С. 34–39.

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

**ПОВЫШЕНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ СТОЙКОСТИ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ**

С.Д. Акимов, И.Б. Красный
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, kr.ivan.work@nzpp.ru

Проведён эксперимент, направленный на повышение стойкости к импульсной нагрузке полупроводниковых ограничителей напряжения (ОН) путём изменения структуры кристалла серийно-выпускаемого ограничителя напряжения 2R245R91 на производственных мощностях АО «НЗПП с ОКБ». Результаты эксперимента показали, что ограничители напряжения, собранные из кристаллов с изменённой структурой, являются более стойкими к импульсной нагрузке. Полученные данные будут использоваться в дальнейших работах и экспериментах по повышению мощностных параметров ОН.

An experiment was conducted aimed at increasing the resistance to pulsed load of semiconductor voltage limiters (TVS) by changing the crystal structure of a commercially available TVS-diode 2R245R91 at the production facilities of JSC "NZPP with OKB". The experimental results showed that TVS-diode collected from crystals with a modified structure are more resistant to pulsed load. The obtained data will be used in further works and experiments on increasing the TVS parameters.

Надёжность и работоспособность радиоэлектронных устройств (РЭУ) в значительной степени определяются её чувствительностью к кратковременным электрическим перегрузкам, причиной которых могут быть электромагнитные поля (ЭП) искусственного или естественного происхождения. Источниками таких полей могут быть грозовые разряды, разряды статического электричества, коммутационные процессы, мощные радиопередающие средства, РЛС, высоковольтные ЛЭП и любые другие электромагнитные импульсы, в том числе – эмитируемые ядерным взрывом [1-4]. Самым современным и эффективным средством защиты РЭУ от ЭП являются ограничители напряжения (ОН). ОН – силовой полупроводниковый прибор, к которому предъявляются специфические требования. ОН должны обеспечивать длительную эксплуатацию РЭУ, рассеивая без существенного ущерба для себя сотни и тысячи паразитных импульсов значительной мощности. Для выполнения этого важного требования, ОН необходимо выполнение нескольких условий. Одно из них связано с принципами конструирования и технологии изготовления ОН. На данный момент производство радиоэлектронной аппаратуры без ОН

запрещено мировыми конвенциями, поэтому ограничители напряжения являются очень востребованными в производстве РЭУ. В современной бытовой радиоаппаратуре ОН используются в пластиковых корпусах поверхностного монтажа, в основном в DO-214AA (КД-42) и DO-214AB (КД-42А). Изготовление ОН состоит из двух этапов:

- изготовление полупроводникового кристалла;
- сборка полупроводникового кристалла в корпус.

Сборка ОН заключается в спаивании между двумя медными арматурами одного или нескольких полупроводниковых кристаллов с последующей заливкой в пластик и формовкой арматуры под выводы.

На сегодняшний день одними из наиболее востребованных ОН на рынке являются ОН с напряжениями ограничения 200 – 400 В. Основным отечественным предприятием по производству ОН является АО «НЗПП с ОКБ», на технологической базе которого были проведены эксперименты по получению ОН с напряжением ограничения ($U_{огр}$) более 200 В. Суть проводимых экспериментальных работ заключалась в формировании научно-технологического задела для изготовления мощных однокристалльных ОН с $U_{огр} > 200$ В, что на сегодняшний день является актуальной задачей для АО «НЗПП с ОКБ».

Постановка задачи для проведения эксперимента была следующей: необходимо было получить однокристалльный ОН с напряжением пробоя не менее 200 В при токе 1 мА (10 мс) и с напряжением ограничения не более 275 В при импульсе тока нагрузки 2 А (с формой импульса $\frac{1}{2}$ убывающей экспоненты – 1 мс).

Кристаллы, из которых в текущем производстве собирают ОН не выдерживают ток нагрузки – 2 А, перегорают уже при нагрузке – 1,0-1,3 А, поэтому для достижения нагружаемой мощности, кристаллы в текущем производстве соединяют последовательно при помощи пайки, при этом повышаются производственные издержки и вероятности появления брака.

Для получения однокристалльного ОН с требуемыми мощностными параметрами на АО «НЗПП с ОКБ» по планарной технологии была изготовлена партия кристаллов текущего производства для ОН 2Р245Р91. Параллельно была изготовлена партия тех же кристаллов, но с измененной топологией, а именно у кристаллов была увеличена площадь р-п перехода и добавлены ограничительные кольца вокруг р-п перехода. Изменения топологии были направлены на повышение мощностных характеристик серийного кристалла ОН (2Р245Р91), эффективность изменений структуры была подтверждена с помощью компьютерной модели, построенной в САПР TCAD (Рис. 1).

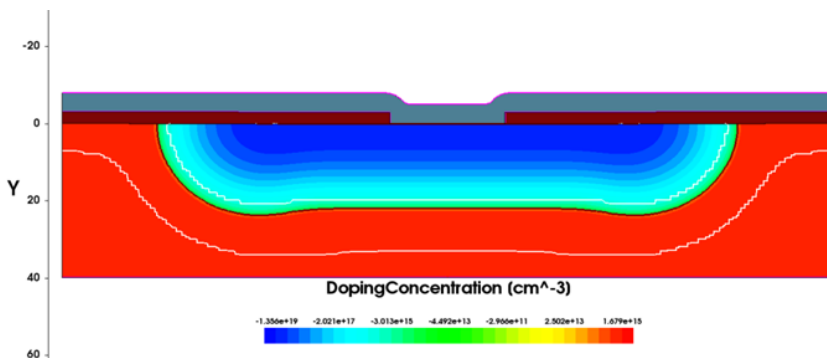


Рис. 1 – Кристалл ОН 2Р245Р91 с измененной структурой смоделированный в САПР TCAD

Параметры всех кристаллов были замерены до сборки и после сборки в корпуса уже у готовых ОН (Табл. 1), измерения проводились с помощью цифрового источника-измерителя Keithley 2410. У готовых приборов были измерены напряжения ограничения, данный параметр является мощностным, поэтому его измерения возможно проводить только у кристаллов, спаянных с арматурой, поскольку кристаллу при этом необходимо отводить тепловую мощность (Табл. 1), измерения проводились с помощью цифрового DSOX 11026 осциллографа.

Анализ результатов измерений показал, что приборы, изготовленные, с измененной топологией показывают большую стойкость к импульсной нагрузке чем серийные приборы 2Р245Р91. Разница в токах утечки замеренных у кристаллов и у собранных приборов объясняется, влиянием фотоэффекта на р-п переход кристаллов во время измерения. Низкие токи утечки у собранных ОН обусловлены тем, что кристаллы в корпусах изолированы от внешнего освещения.

Полученные результаты позволят повысить эффективность и снизить издержки производства, а также являются предпосылками к разработке более мощных однокристалльных ОН.

Таблица 1 – замеренные параметры ОН

№		Напряжение пробоя $U_{пр}^1$, В	Напряжение пробоя $U_{пр}^2$, В	Напряжение ограничения $U_{огр}^2$, В	Импульсный ток ограничения, А	Ток утечки $I_{ут}$ в $кр^1$, мкА	Ток утечки $I_{ут}^2$, мкА
Серийные 2P245P91	1	192	198	274	1,1	0,059	0,006
	2	195	199	271	1,2	0,061	0,009
	3	196	198	273	1,2	0,055	0,005
	4	191	195	273	1,3	0,082	0,004
	5	195	199	274	1,2	0,061	0,008
измененные	1	194	197	273	2,7	0,087	0,007
	2	191	191	272	2,8	0,055	0,006
	3	193	199	273	2,8	0,087	0,005
	4	192	194	272	2,7	0,066	0,004
	5	193	197	270	3,0	0,056	0,004

1 – измерения проводились на кристаллах

Литература:

1. Рикетс Л.У. и др. Электромагнитный импульс и методы защиты. Атомиздат, М., 1979.
2. Устойчивость радиоэлектронной аппаратуры к воздействию электромагнитного импульса при ядерном взрыве. //Радиоэлектроника за рубежом – Вып.10 (1008). – М.– 1981.
3. Кравченко В.И. и др. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. «Радио и связь». – М. – 1987.
4. Кондратьев Б.В., Попов Б.В. Ограничители для защиты радиоэлектронной аппаратуры от перенапряжения: Обзор. – М.: ЦНИИ "Электроника". Сер. Зарубежная электронная техника. – 1983. – №2 (260), С. 42-94.

ОЦЕНКА ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА ДВУХ СВЯЗАННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДИПОЛЬНОГО ВИДА С КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ

С.А. Алексейцев

Новосибирский государственный технический университет,
aleksevtsev.94@mail.ru

В работе представлены результаты оценки входного импеданса системы из двух излучателей дипольного вида с концевым питанием (ИДВКП), расположенных в свободном пространстве и над бесконечным идеально проводящим экраном. Показано, что использование проводящего экрана, моделирующего элементы конструкции излучателя при печатном исполнении (верхняя кромка рефлектора), позволяет в некоторых частотных точках получить нулевую входную реактивность, что говорит о потенциальной возможности получения многодиапазонного режима работы.

The results on the estimation of the system of two ends-fed dipole-like radiators input impedance are shown in the paper. There are two cases of the input impedance investigation, namely with and without the infinitely conductive ground plane are presented and discussed. It is shown in the work, that the use of the infinite ground plane served for modeling the parts of the circuit body (the appear edge of the reflector) allows to achieve nulls of the input reactance at some frequency points, which says about the potentiality to achieve multi-band performance.

При решении задачи согласования излучателя, будь то однодиапазонного или двух\многодиапазонного, с питающей линией, в большинстве случаев представляющей собой коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом или 75 Ом, в подавляющем большинстве случаев данная задача сводится к компенсации реактивной составляющей комплексного входного импеданса излучателя в желаемых частотных диапазонах. Для этих целей необходимо аналитически или численно оценить данную характеристику.

Применительно к этой задаче используется метод наведенных электродвижущих сил (ЭДС) в теории проволочных антенн [1], [2]. Модель системы представлена на рисунке 1.

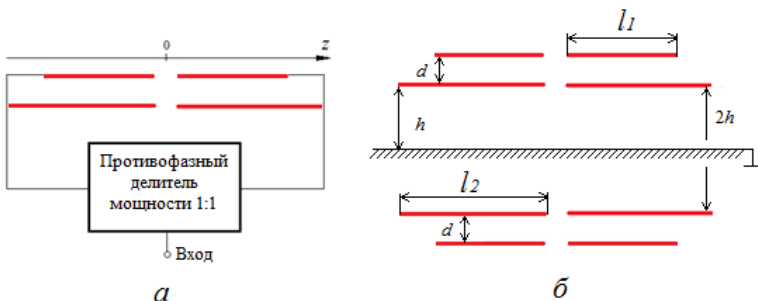


Рис. 1 – Модель исследуемой системы (а - общая схема системы, б – схема системы над проводящим экраном)

Используя метод наведенных ЭДС [2], запишем выражения для входного импеданса системы в отсутствие экрана (1) и с бесконечным идеально проводящим экраном (2):

$$Z_{in} = \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22}}, \quad (1)$$

$$Z_{in_Ground} = \frac{(Z_{11} - Z'_{11})(Z'_{21} - Z_{21} + Z_{22} - Z'_{22})}{(Z_{11} - Z'_{11})(Z_{22} - Z'_{22}) - (Z_{21} - Z'_{21})^2}, \quad (2)$$

где штрих указывает на то, что соответствующий импеданс возникает между реальным излучателем и его зеркальным изображением, либо зеркальным изображением второго излучателя, в зависимости от индекса. Составляющие выражений (1) и (2) определяются интегрированием тангенциальной составляющей вектора $\vec{E}$, умноженного на комплексную амплитуду продольной составляющей поверхностного тока проводимости вдоль излучателя:

$$Z_{11} = -\frac{2}{I_{01}I_{01}^*} \int_0^{l_1} E_{Z11} I_{Z1}^* dz_1, Z_{22} = -\frac{2}{I_{02}I_{02}^*} \int_0^{l_2} E_{Z22} I_{Z2}^* dz_2, \quad (3)$$

$$Z_{12} = -\frac{2}{I_{02}I_{01}^*} \int_0^{l_1} E_{Z12} I_{Z1}^* dz_1, Z_{21} = -\frac{2}{I_{01} \cdot I_{02}^*} \int_0^{l_2} E_{Z21} I_{Z2}^* dz_2, \quad (4)$$

Заменив интегралы в (3) и (4) конечными интегральными суммами в САПР «Matlab» и вычислив их с помощью встроенной функции «trapz», приведем сравнение реальной и мнимой составляющих входного импеданса системы (Рисунок 1) с учетом и без учета «земли» в полосе частот 2-3 ГГц. Соответствующие графики представлены на рисунках 2-3.

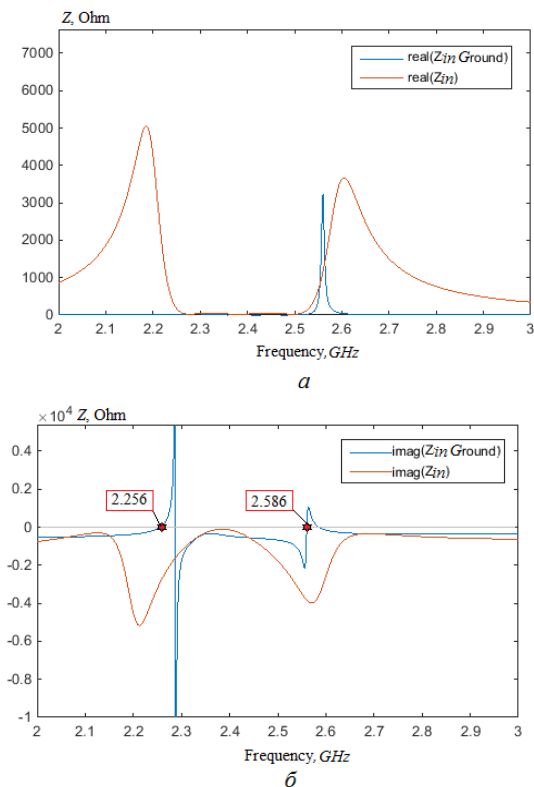


Рис. 2 – Реальная часть входного импеданса системы (Рис. 1) – *a* и мнимая – *б*. Размеры элементов следующие:
 $l_1 = 61 \text{ мм}$; $l_2 = 65 \text{ мм}$; $d = 2 \text{ мм}$; $h = 0.5 \text{ мм}$

На рисунке 2 б отмечены переходы мнимой составляющей входного импеданса через ноль при наличии экрана, тогда как без него данная кривая только приближается к нулю в нескольких точках диапазона. На рисунке 3 показана кривая входного коэффициента отражения (дБ) при наличии экрана и фидера с чисто активным волновым сопротивлением 50 Ом.

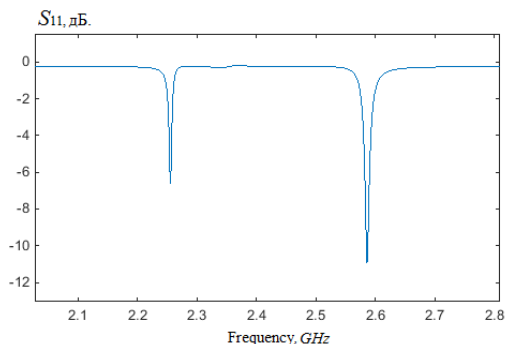


Рис. 3 – Входной коэффициент отражения при наличии экрана

Также важно отметить, что при компенсации входной реактивности установкой экрана, а также за счет присутствия взаимных импедансов, неминуемо возникающих между токонесущими элементами, зависимость частот, на которых наблюдается согласование (по какому-нибудь приемлемому уровню), имеет весьма сложный характер и, тем самым, представляет значительные трудности для вычисления.

Таким образом, в работе в краткой форме освещены положения задачи согласования двухдипольной структуры. Отмечено влияние идеально проводящего экрана на входной импеданс системы. Данная структура может служить моделью ИДВКП, проектируемого в печатном исполнении.

Литература:

1. Айзенберг Г.З., Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг [и др.]; под общ. ред. Г.З. Айзенберга – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1985. – 536 с.
2. Муравьев Ю.К., Справочник по расчету проволочных антенн. – Ленинград: ВАС, 1978. – 394 с.

ВОЗДЕЙСТВИЕ КВАДРАТУРНОГО ДИСБАЛАНСА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МОДЕМА СВЯЗИ

В.Е. Баранина, В.А Кологривов
Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники,
г. Томск, candyvit98@gmail.com

Статья посвящена сравнительному анализу влияния дисбаланса квадратурных составляющих модулятора и демодулятора на работу модели QPSK-модема. Появление дисбаланса обусловлено технологическим разбросом параметров квадратурных модуляторов и демодуляторов по фазе и амплитуде. В качестве основной характеристики рассматривается помехоустойчивость.

The article is devoted to the comparative analysis of the influence of the imbalance of the quadrature components of the modulator and demodulator on the operation of the QPSK modem model. The appearance of the imbalance is due to the technological spread of the parameters of quadrature modulators and demodulators in phase and amplitude. Noise immunity is considered as the main characteristic.

Введение. Квадратурный модулятор и демодулятор, как устройства балансного типа, имеют особенности, связанные с нестабильностью параметров квадратурных составляющих сигнала – дисбалансом. Таким образом, рассогласование амплитуды и фазы квадратурных составляющих, как в передающей, так в приемной частях, является одним из важнейших факторов, вносящим наибольший вклад в качество работы устройств связи [1]. Исследование дисбаланса квадратурных составляющих проведем на основе модели QPSK- модема.

Модулятор. Квадратурный модулятор (Рис. 1) – устройство балансного типа, включающее в себя два перемножителя, на первые входы которых поступают управляющие импульсы $d_k = \cos(\varphi_k)$ и $g_k = \sin(\varphi_k)$ с фазового кодера, а на вторые – подключены генераторы квадратурных колебаний несущей $\cos(w \cdot t)$ и $\sin(w \cdot t)$.

Демодулятор. Модель квадратурного демодулятора, реализующего функцию, обратную функции модулятора, представлена на рис. 2.

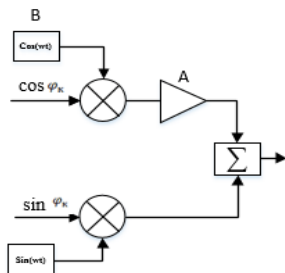


Рис. 1 – Квадратурный модулятор

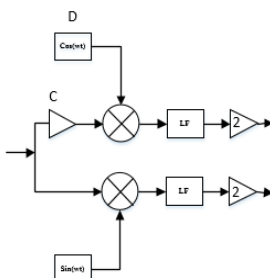


Рис. 2 – Квадратурный демодулятор

На одни входы умножителей поступает принятый зашумленный в канале распространения модулированный сигнал. На вторые входы от внутреннего генератора приемника поступают опорные, синхронизированные с точностью до фазы квадратурные колебания несущей. Сигнал на выходе каждого умножителя равен произведению принимаемого модулированного сигнала на соответствующую квадратурную компоненту опорного сигнала.

Фильтры нижних частот (LF) удаляют из спектра сигнала на выходе умножителей все ВЧ побочные продукты нелинейного преобразования. Масштабирование квадратурных выходных сигналов демодулятора осуществляется подключением блоков усиления на два [3].

Внесение дисбаланса. Внесение разбаланса квадратурных составляющих осуществляется установкой в квадратурные каналы блоков передачи (A на рис. 1, C на рис. 2). Под квадратурным дисбалансом понимается отношение амплитуд квадратурных составляющих, а сам дисбаланс происходит за счет изменения коэффициента передачи по первому каналу.

Фазовый сдвиг реализуется с помощью изменения начального фазового сдвига первого опорного гармонического генератора (В на рис. 1, D на рис. 2).

Методика оценки помехоустойчивости. Помехоустойчивость оценивается водопадоподобной зависимостью вероятности битовой ошибки P_B от соотношения сигнал/шум. Вероятность битовой ошибки определяется по показаниям детектора ошибок как предел частоты появления ошибок при большом числе испытаний.

Результаты исследования. На рис. 3 приведена зависимость помехоустойчивости QPSK-модема от SNR без влияния фазовой расстройки и квадратурного разбаланса модулятора и демодулятора на работу модема:

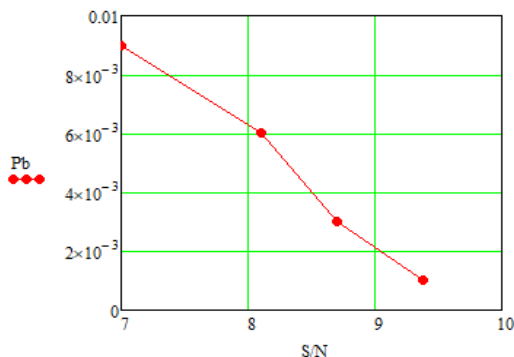


Рис. 3 – Зависимость помехоустойчивости QPSK-модема от SNR

Так, вероятности битовой ошибки 10^{-3} соответствует отношение сигнал/шум равное 9.38 дБ.

Затем приводятся результаты исследования влияния фазовой расстройки $\Delta\varphi$ и квадратурного разбаланса ΔA модулятора и демодулятора на помехоустойчивость QPSK-модема. Влияние такого дисбаланса будем отслеживать по изменению числа битовых ошибок на выходе модема.

Внесении фазовой расстройки в передатчике в пределах $\Delta\varphi \pm 8... \pm 16^\circ$ соответствует увеличению числа ошибок от 1 до 5 на 1000 испытаний. При фиксированной вероятности ошибки 10^{-3} это эквивалентно изменению отношения сигнал/шум на 2 дБ. В то время, как внесение данного дисбаланса в тех же пределах в приемной части скажется на помехоустойчивости модема несколько меньше от 1 до 3

числа ошибок на 1000 испытаний, что при фиксированной вероятности ошибки 10^{-3} эквивалентно изменению отношения сигнал/шум на 1.4 дБ.

Однако, в обоих случаях наблюдается уход диаграммы – созвездий на величину равную величине внесенной фазовой расстройки.

При внесении амплитудного разбаланса в модуляторе в пределах $\Delta A = \sqrt{2} \dots 2$ раз наблюдается увеличение числа ошибок в пределах от 1 до 4 на 1000 испытаний, что эквивалентно изменению отношения сигнал/шум на 2.3 дБ. В демодуляторе внесение такого же разбаланса никак не сказывается на работе устройства модема в целом.

Таким образом, внесение фазовой расстройки и амплитудного разбаланса в передающей части сказывается на помехоустойчивости модема в большей степени, чем внесение того же дисбаланса в приемной части.

Выводы. С помощью модельного эксперимента установлены границы влияния дисбаланса квадратурных составляющих модулятора и демодулятора на помехоустойчивость QPSK-модема.

В целом результаты модельных исследований показали адекватность физических представлений о процессах дисбаланса. Так, при приеме и передаче радиосигналов в современных системах связи, амплитудного и фазового рассогласований в квадратурном модуляторе и демодуляторе приводит к искажению сигнала, что необходимо учитывать при разработке модемов связи.

Результаты модельных исследований могут быть использованы при настройке модемов и поиске схем коррекции возникающего дисбаланса.

Литература:

1. Голуб В. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи// Электроника: наука, технология, бизнес. – 2003, №3. – С. 28-32.
2. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора // Доклады ТУСУР. – 2011, № 2 (24). – С. 21-24.
3. Абраменко А.Ю. Влияние дисбаланса квадратурных составляющих на качество сигнала в беспроводных передатчиках / А.Ю. Абраменко, Д.С. Данилов, С.А. Подлиннов // Всероссийская научно-техническая конференция «Научная сессия ТУСУР-2013». – 2013, Ч.1. – С. 26-29.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПЛЕНОЧНЫЙ АТТЕНУАТОР

Е.Е. Белокозова, В.П. Разинкин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, Belokozovaekaterina@yandex.ru**

Представлены результаты исследования и разработки микрополоскового пленочного СВЧ аттенуатора. Даны рекомендации по выбору погонного сопротивления и длины отрезков микрополосковых линий с потерями, входящих в состав аттенуатора. Исследована частотная зависимость качества согласования при каскадном включении нескольких линий с потерями.

The results of research and development of a microstrip film-based microwave attenuator are presented. Recommendations are given on the selection of linear resistance and long sections of microstrip lines with losses, that are part of the attenuator. We investigated the frequency dependence of the quality of consistency with the cascade inclusion of several lines with losses.

1. Введение.

В настоящее время в системах связи широкое применение находят мощные СВЧ измерительные согласованные аттенуаторы и нагрузки, предназначенные для настройки радиопередающих устройств и контроля параметров их выходного сигнала. Данные устройства способны рассеивать значительные уровни мощности входного СВЧ сигнала в области частот от единиц до нескольких десятков ГГц.

В СВЧ диапазоне находят широкое применение согласованные аттенуаторы, выполненные на основе планарных пленочных резисторов сосредоточенного типа, предназначенные для работы только до 4-5 ГГц.

2. Постановка задачи.

Актуальной задачей является разработка широкополосного СВЧ аттенуатора в виде микрополосковой линии передачи достаточно большой длины со значительными потерями. Аттенуатор такого типа способен работать в диапазоне частот до 10 ГГц и выше.

Объектом исследования является широкополосный СВЧ аттенуатор, выполненный на основе линии передачи с большими диссипативными потерями в пленочном резистивном микрополоске.

3. Конструктивная и технологическая реализации микрополосковых аттенуаторов.

Микрополосковый СВЧ аттенуатор состоит из диэлектрической подложки, нижняя сторона которой металлизирована. На верхней стороне подложки находится резистивный микрополосок, ширина которого соответствует волновому сопротивлению линии без потерь.

Принцип работы рассматриваемого СВЧ аттенуатора заключается в следующем. За счет диссипативных потерь в резистивном пленочном

микрополоске падающая и отраженная волна распространяются с большим затуханием. В результате чего обеспечивается малый уровень амплитуды отраженной волны на входе и приемлемое качество согласования. Чем больше физическая длина или погонное сопротивление резистивного микрополоска, тем лучше качество согласования на высоких частотах.

4. Основные характеристики микрополосковой линии с потерями.

При построении аттенуатора ширина резистивного микрополоска выбирается такой-же, как у микрополосковой линии без потерь. Волновое сопротивление Z_c микрополосковой линии является действительной величиной и в первом приближении определяется следующим соотношением [1]:

$$Z_c = \sqrt{\epsilon_r} 60 \left[\ln(8h/w) + w^2 / \left(32h^2 \right) \right], \quad (1)$$

где w - ширина микрополоска; h - толщина диэлектрической подложки; ϵ_r - относительная диэлектрическая проницаемость.

Расчеты показывают, что при использовании в качестве диэлектрика поликора с $\epsilon_r = 9,6$ волновое сопротивление 50 Ом реализуется при выполнении равенства $w \approx h$.

При наличии диссипативных потерь волновое сопротивление Z_c является комплексной величиной

$$Z_c = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}, \quad (2)$$

где L' - погонная индуктивность; C' - погонная ёмкость; R' - погонное сопротивление; G' - погонная проводимость линии с потерями; $\omega = 2\pi f$ - частота высокочастотного сигнала; $j = \sqrt{-1}$.

В рассматриваемом аттенуаторе потери имеются только в резистивном микрополоске, а в диэлектрике они отсутствуют ($G' = 0$). В этом случае соотношение (2) принимает вид:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}}. \quad (3)$$

Как следует из соотношения (3), режим согласования возможен только в области средних и высоких частот, когда $\omega L' \gg R'$. При выполнении этого условия волновое сопротивление можно считать действительной величиной $Z_c \approx \sqrt{L'/C'}$.

5. Каскадное соединение линий со ступенчатым изменением погонного сопротивления.

Если в многокаскадном аттенуаторе коэффициент передачи для каждого каскада будет одинаковым, то СВЧ мощность будет рассеиваться в основном в первом каскаде, в результате чего он будет сильно перегреваться. Для устранения этого эффекта в работе [2] предложено коэффициент передачи по мощности каждого каскада рассчитывать следующим образом:

$$K(n) = \frac{n \cdot K_p + (N-1)}{(n-1) \cdot K_p + (N-n+1)}, \quad (4)$$

где $K(n)$ – коэффициент передачи по мощности в соответствующем каскаде; $n=1 \dots N$ – текущий номер каскада; K_p – результирующий коэффициент передачи по мощности многокаскадного СВЧ аттенуатора

В рассматриваемом многокаскадном аттенуаторе благодаря выбранным по соотношению (4) возрастающим значениям коэффициентов передачи $K(n)$ входная СВЧ мощность равномерно распределяется по всем каскадам. Очевидно, что это позволяет существенно увеличить допустимый уровень входной СВЧ мощности.

6. Моделирование частотных свойств многокаскадного микрополоскового аттенуатора.

Для обеспечения равномерного рассеивания мощности была предложена и исследована трехкаскадная нагрузка с разными погонными сопротивлениями отрезков микрополосковых линий, как показано на рисунке 1.

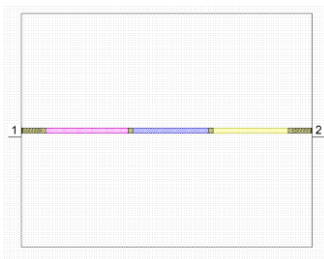


Рис. 1 – Топология трехкаскадного микрополоскового аттенуатора

На рис. 2 приведен график частотной зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВ) трехкаскадного микрополоскового аттенуатора.

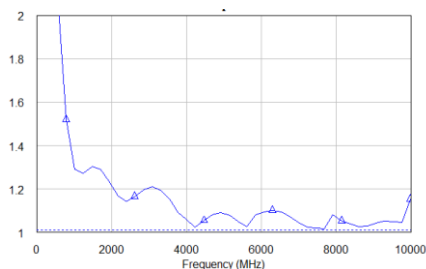


Рис. 2 – Частотная зависимость КСВ трехкаскадного аттенюатора

Как видно из рассмотрения графика рис. 2 исследованный аттенюатор имеет достаточно хорошее согласование в диапазоне частот 2-10 ГГц. Как показал проведенный эксперимент, на подложке из поликора с размерами 24x30x1 мм³ при наличии дополнительного радиатора с принудительным воздушным охлаждением, допустимый уровень входной СВЧ мощности составляет 25 Вт.

7. Заключение.

В данной работе был разработан и исследован микрополосковый пленочный аттенюатор на уровень входной СВЧ мощности 25 Вт и номинальным входным сопротивлением 50 Ом с равномерным по всей длине рассеиванием СВЧ мощности за счет возрастающего погонного сопротивления резистивных микрополосков. Существенное расширение полосы рабочих частот может быть достигнуто при использовании поликора толщиной 0,5 мм, однако при этом снизится уровень входной СВЧ мощности.

Литература:

1. Бахарев С.И., Вольман В.И., Литб Ю.Н. и др. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств; Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
2. Богомолов П.Г. Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах. – 2016. – 133 с.

ФОРМИРОВАТЕЛЬ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

А.А. Брантов, В.С. Иванова, Ю.А. Кремзуков*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, www.arem@mail.ru

***Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики автоматики и электромеханики, г. Томск**

Объектом исследования является формирователь команд управления, входящий в состав контрольно-испытательной станции, предназначенной для автоматизированного контроля и управления системы электропитания космического аппарата. Целью работы является решение инженерно-технических вопросов, связанных с разработкой формирователя команд управления. В результате исследования был решен ряд проблем, связанных с практической реализацией данного устройства.

The paper focuses on the control commands shaper of the control and testing station. The purpose of the work is solving technical issues related to the development of the device of the driver control commands. As a result of the research, a number of issues related to the development of the device were resolved.

При разработке и испытаниях в наземных условиях, а также функциональном контроле, проверяются как отдельные блоки системам электропитания (СЭП) космических аппаратов (КА), так и весь комплекс электрооборудования в нормальных и аварийных режимах работы с целью гарантирования их работоспособности в течение срока активного существования в условиях космического пространства [1-4].

Т.к. физическое моделирование бортовых источников энергии процесс дорогостоящий, в настоящее время используют имитационно-физическое моделирование, при котором отдельные компоненты систем электропитания заменяются эквивалентами (имитаторами) [5, 6].

При проведении испытаний и отработке бортовых систем и космических аппаратов в целом все блоки имитации и энергопреобразующая аппаратура СЭП должны работать в единой системе, имитируя в реальном времени всевозможные режимы работы. Проведение испытаний такого уровня требует применения единой автоматизированной системы контроля (АСК).

На рисунке 1 представлена структурная схема комплекса автоматизированной системы контроля энергопреобразующей аппаратуры СЭП КА [4], позволяющая реализовать полный комплекс натурных испытаний СЭП КА, включающих специализированное энергоснабжение, все виды нагрузок, измерение параметров, формирование команд управления и контроль телеметрии.

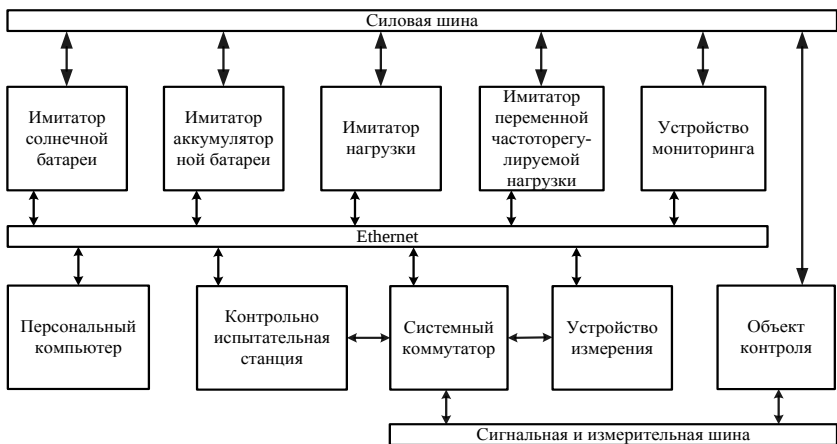


Рис. 1 – Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры

Разрабатываемый формирователь команд управления (ФКУ) входит в состав контрольно-испытательной станции, которая обеспечивает контроль состояния контактов реле и электронных коммутаторов, контроль временных и амплитудных параметров импульсов напряжения, а также формирование команд управления. С помощью схем ФКУ обеспечивается управление электрооборудованием и проверка работы отдельных узлов схем контролируемых электронных устройств [7].

В работе представлена разработанная авторами функциональная схема формирователя команд управления, способного формировать команды заданного напряжения и длительности, которые предназначены для переключения режимов работы системы электропитания космического аппарата.

Ниже приведена функциональная схема устройства (Рис. 2), а также описан принцип его работы.

DC/DC – гальваноразвязанный преобразователь постоянного тока; УПод – устройство подгрузки; УО U_{вых} – усилитель ошибки выходного напряжения; ДТ – датчик тока; БУиЗ – блок управления и защиты; УОгр Тим – устройство ограничения времени импульса; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер.

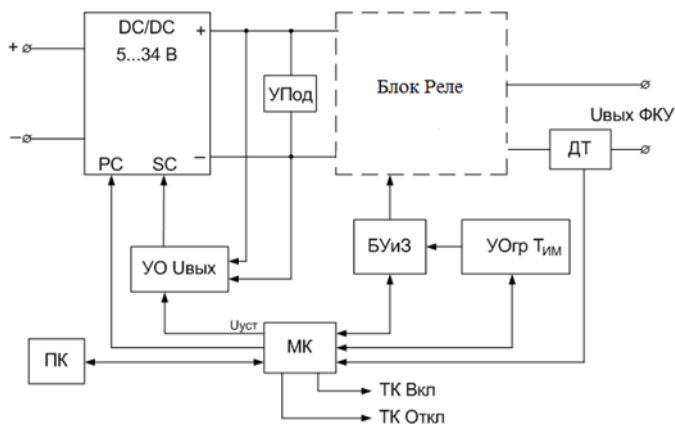


Рис. 2 – Функциональная схема формирователя команд управления

Гальваноразвязанный конвертор DC/DC преобразует постоянное напряжение в стабилизированное регулируемое выходное напряжение ФКУ. Пределы регулирования выходного напряжения осуществляются под управлением усилителя ошибки УО Uвых. Значение выходного напряжения ФКУ поступает на УО Uвых с 16 битного ЦАП, а сигнал обратной связи по напряжению – непосредственно с выхода DC/DC.

Включение гальваноразвязанного преобразователя постоянного тока DC/DC осуществляется дискретным сигналом приходящим на вход «РС» преобразователя с микроконтроллера ФКУ через 2 секунды после подачи питания на контрольно-испытательную станцию КИС с целью предотвращения броска тока от первичной сети при одновременном запуске всех устройств КИС.

Блок реле состоит из нескольких реле, одно из которых формирует команду управления заданной длительности, другие используются для подключения нагрузки во время теста.

Управление реле осуществляет микроконтроллер МК ФКУ через блок управления и защиты БУиЗ. В случае короткого замыкания или обрыва обмотки (обмоток) реле на микроконтроллер поступает сигнал аварии от блока управления и защиты.

Гальваноразвязанный датчик тока ДТ измеряет ток на выходе ФКУ и отправляет сигналы на аналоговый вход микроконтроллера.

В связи с тем, что для корректной работы DC/DC преобразователя необходима минимальная нагрузка по току 10% от I_{max} , было реализовано устройство подгрузки, которое представляет собой потребитель стабильного тока 0,2 А, независимо от выходного напряжения ФКУ.

При формировании команды ФКУ микроконтроллер по дискретному выходу формирует импульс заданной длительности, который поступает в устройство ограничения Тимп. Если длительность импульса превышает 1,2 секунды, то в БУиЗ уходит запрет включения реле, а в микроконтроллер сигнал срабатывания аппаратного ограничения.

Разрабатываемое устройство формирователь команд управления позволяет произвести имитацию управляющих команд для бортовой системы электропитания космического аппарата. Благодаря этому, возможна проверка различных режимов работы СЭП КА на земле, что обеспечивает высокую надежность при отправке космического аппарата в космос.

Литература:

1. Кудряшов В.С., Хартов В.В. Современное состояние и перспективы развития бортовых СЭП связанных ИСЗ // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПЦ «Полюс». Томск: МГП «РАСКО» при издательстве «Радио и связь», 2001. С. 17–27.

2. Анализ технических требований к системам электропитания автоматических космических аппаратов / А.В. Чечин, В.И. Пушкин, А.С. Гуртов, А.Н. Филатов // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПЦ «Полюс». Томск: МГП «РАСКО» при издательстве «Радио и связь», 2001. С. 59–66.

3. Казанцев Ю.А., Кремзуков Ю.А. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры СЭП КА. Известия Томского политехнического университета // Журнал Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 314. – № 4. Энергетика – С. 138–141.

4. Патент на полезную модель 90589 РФ. Автоматизированный комплекс наземного контроля и испытаний систем электроснабжения космических аппаратов / Мишин В.Н., Ракитин Г.А., Пчельников В.А., Кремзуков Ю.А., Миргородский С.К., Рулевский В.М., Цветков М.Н., Иванов В.Л. Бюл. № 1, 2010.

5. Патент на полезную модель 73102 РФ. Имитатор аккумуляторной батареи для испытания систем электроснабжения космических аппаратов / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Пчельников В.А., Юденцев А.Г., Леонов В.В., Цебенко Н.Н., Кайсанов С.А., Бюл. № 13, 2008

6. Патент на полезную модель 97007 РФ. Устройство для имитации секционированной солнечной батареи с общей шиной / Мишин В.Н., Пчельников В.А., Кремзуков Ю.А., Михайлов А.В., Миргородский С.К., Иконописцев И.А., Бюл. № 23, 2010.

7. Бирюков С.А. Применение цифровых микросхем серии ТТЛ и КМОП. – ДМК: 2000.– 240 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОДОВ КОРРЕКЦИИ ОШИБОК В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ С КООПЕРАТИВНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИЕЙ

Д.Е. Быченков

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, omg250@mail.ru

На основе математической модели распределенной сети с ретрансляторами были проведены численные исследования вероятности возникновения битовой ошибки в приемнике при использовании кодов коррекции ошибок в канале передатчик-ретранслятор.

Based on a mathematical model of a distributed network with relays, numerical studies of the probability of a bit error in the receiver were carried out using error correction codes in the transmitter-relay channel.

Схема с изображением работы сети показана на рис.1, из которого следует, что передача данных происходит в две стадии. На первой передатчик одновременно транслирует сигналы для R ретрансляторов, которые их принимают и декодируют. На второй стадии приемник одновременно принимает сигналы от всех ретрансляторов. Отметим, что в данной системе отсутствует прямой канал передачи между приемником и передатчиком.

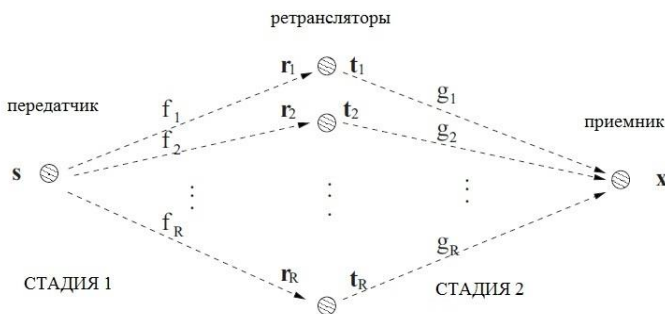


Рис. 1 – Распределенная беспроводная сеть с ретрансляторами

В данной работе на первой стадии передатчик кодирует сигнал с целью повышения качества приема на стороне ретрансляторов. На второй стадии ретрансляторы передают декодированный сигнал без

использования кодов коррекции ошибок. Математическое описание данной беспроводной сети можно найти в работе [1].

Для простоты описания, рассмотрим беспроводную систему с четырьмя ретрансляторами, а в качестве созвездия модуляции используем BPSK.

Очевидно, что при использовании кодов с высокими корректирующими способностями, вероятность битовой ошибки в сети с кооперативной ретрансляцией будет стремиться к значению битовой ошибки в системе MISO. Согласно [2], формула для вычисления вероятности битовой ошибки в системе MISO с 4-мя передающими антеннами будет иметь вид:

$$P_{RD} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{0.25 \cdot q_{RD}^2}{1 + 0.25 \cdot q_{RD}^2}} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \frac{C_{2i}^i}{[4(1 + 0.25 \cdot q_{RD}^2)]^i} \right) \right], \quad (1)$$

где $q_{RD}^2 = \frac{P}{\sigma_{RD}^2}$ - ОСШ по мощности в канале ретрансляторы-приемник;

$$C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!} - \text{число сочетаний.}$$

На рис. 2 изображены смоделированные кривые зависимостей битовой ошибки в случае использования Турбо-кода [3] и кода Хэмминга (7,4) на первой стадии передачи.

Также там изображена кривая, вычисленная по формуле (1). Данная кривая практически совпадает с зависимостью битовой ошибки при использовании Турбо-кода, что происходит из-за большой корректирующей способности данного кода. Также на рис. 2 заметно, что вероятность битовой ошибки в случае использования кода Хэмминга (7,4) имеет меньший наклон.

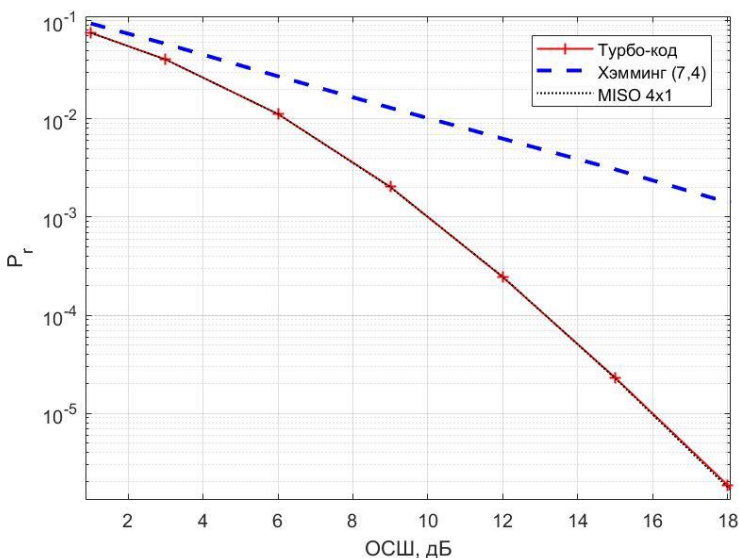


Рис. 2 – Вероятность ошибки в приемнике от ОСШ

Исходя из полученных результатов моделирования, можно сделать вывод о том, что пропуск значительного количества ошибок ретрансляторами в сети с кооперацией приводит к уменьшению степени разнесения вероятности битовой ошибки в приемнике.

Литература:

1. Быченков Д.Е, Райфельд М.А. Использование технологии ММО для решения вычислительных задач в системе сейсмических датчиков // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018), 2018 – Т.4. – С. 35-37.
2. Hamid Jafarkhani Space-Time Coding: Theory and Practice. – Cambridge University Press, 2005. – 302 p.
3. Berrou C., Glavieux A. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes// IEEE. Transactions on Communications – 1996 – vol. 44 – no. 10 – P. 1261–1271

МОДУЛЬ СБОРА ДАННЫХ РЕГИСТРИРУЮЩЕЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО КАЛОРИМЕТРА СУПЕР С-ТАУ ФАБРИКИ

А.А. Глушак^{1,2}, В.В. Жуланов¹

¹Институт ядерной физики СО РАН

**²Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, nastya.glushak.97@mail.ru**

В представленной работе рассматривается структура модуля сбора данных регистрирующей электроники электромагнитного калориметра Супер С-тау фабрики. Приведены принципиальная схема формирующего усилителя спектрометрического канала и дизайн платы, а также разработка программного интерфейса.

In this paper the structure of the data collection module of the registering electronics of the electromagnetic calorimeter Super C-tau factory is considered. The schematic circuit of the forming amplifier of the spectrometric channel and the design of the board, and the development of the software interface are given.

В Институте ядерной физики (ИЯФ СО РАН) ведутся работы по созданию нового ускорительно-накопительного комплекса высокой светимости встречных электрон-позитронных пучков Супер С-тау фабрика. На ней предполагается всестороннее изучение физики с-кварка и τ -лептона [1].

Большая светимость новой установки позволит исследовать процессы с малыми сечениями, но предъявляет жесткие требования ко многим системам установки, в частности к детектору. В его задачу входит идентификация заряженных частиц и вычисление их основных характеристик — энергии и импульса. Одной из главных подсистем детектора является электромагнитный калориметр. В нем происходит преобразование энергии регистрируемых частиц в пропорциональные по величине электрические сигналы.

Для считывания и обработки сигналов с калориметра создается 16-канальная плата усилителей-формирователей и АЦП СТ_Shп16_CsI. В её задачи входит прием сигналов с фотоэлектронного умножителя (ФЭУ), формирование импульсов симметричной формы и длительности, равной времени высвечивания сцинтиллятора, определение их основных характеристик, сбор пакетов данных и передача их в систему сбора данных через волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС). Для такой платы разрабатывается её четырехканальный прототип, на котором будет произведена проверка работоспособности всех узлов будущей платы и протестирована передача данных по ВОЛС.

Цель работы: разработка четырехканального прототипа платы модуля сбора данных регистрирующей электроники электромагнитного калориметра Супер С-тау фабрики. Для достижения данной цели были обозначены задачи:

1. Оптимизация схемы формирующего усилителя электронного тракта канала регистрации с помощью моделирования сигналов;
2. Разработка принципиальных схем и дизайна печатной платы;
3. Разработка интерфейса работы модуля на языке описания аппаратуры VHDL.

Блок-схема четырехканального прототипа платы ФОА представлена на рис. 1.



Рис. 1 – Блок-схема платы CT_Shp16_CsI

Блок 1 является приемником сигналов с ЗЧУ. Блок 2 представляет собой формирующий усилитель, который состоит из двух частей: формирующей части усилителя и АЦП. Блок 3 – программируемая пользователем вентильная матрица (FPGA), с помощью которой обрабатываются данные с АЦП, вычисляются основные характеристики и создаются пакеты для дальнейшей передачи. Блок 4 содержит устройства передачи данных: 10/100/1000 Base-T Ethernet port и 2xSFP+ (10GbE). Блок 5 – питание платы.

Основной частью блока 2 является формирующий усилитель (ФУ). В работе [2] представлены обоснования схемотехнического решения и этапы разработки принципиальной схемы усилителя (Рис. 2), приведены основные расчеты и результаты моделирования в среде Multisim.

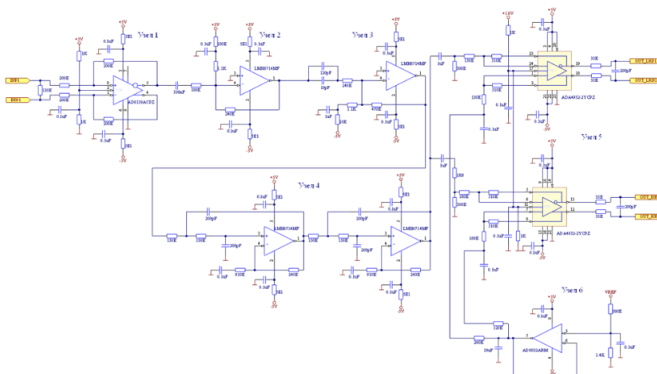


Рис. 2 – Принципиальная схема формирующего усилителя

После разработки формирующего усилителя был произведен выбор FPGA для блока 3. Для выбранной микросхемы предъявляются высокие требования к организации питания, что потребовало использования дополнительных элементов.

Окончательным итогом работы над задачами 1 и 2 стала разработка дизайна печатной платы, представленной на рис. 3.

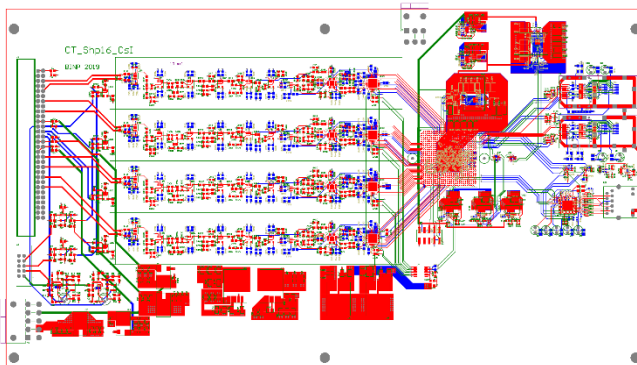


Рис. 3 – Дизайн печатной платы CT_Shp16_CsI

Следующей задачей было написание интерфейса передачи данных между АЦП и FPGA. После оцифровки сигналов в АЦП, полученные данные передаются в FPGA, где они десериализуются и записываются в кольцевой буфер. Блок-схема передачи данных между АЦП и FPGA представлена на рис. 4.

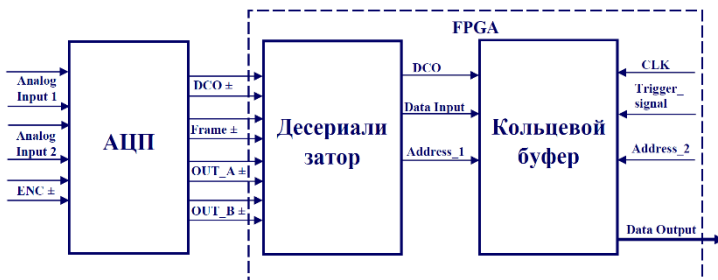


Рис. 4 – Блок-схема передачи данных

Особенностью кольцевого буфера является наличие двух независимых портов для чтения и записи, что позволяет считывать и записывать данные по разным тактовым сигналам, то не удастся считать данные сразу после записи. Поэтому был разработан программный интерфейс, в котором по сигналу триггера запоминается текущий адрес, потом он передается в модуль, где генерируются адреса с записанными данными, а затем данные с буфера идут на выход.

Таким образом, были рассчитаны основные характеристики формирующего усилителя и промоделированы сигналы спектрометрического канала регистрации сигналов, разработан дизайн четырехканального прототипа модуля сбора данных. Также был написан интерфейс передачи данных между АЦП и FPGA.

В дальнейшем планируется разработка интерфейса передачи данных через Ethernet трансивер и 2xSFP+ (10GbE), а затем проверка работы основных блоков на прототипе.

Литература:

1. Супер Чарм – Тау фабрика. КОНЦЕПТУАЛЬНЫЙ ПРОЕКТ ЧАСТЬ 1 (физическая программа, детектор)/ В.В. Анашин, А.В. Анисёнков, В.М. Аульченко и др.–Новосибирск: ИЯФ СО РАН, 2018. – 136 с.
2. Глушак А.А. Модуль сбора данных электромагнитного калориметра Супер С-tau фабрики: выпускная квалификационная работа. – Новосибирск, 2019. – 63 с.

ГЕНЕРАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИДЕНТИЧНЫХ ФЕМТОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ С СЕЛЕКТИРУЕМОЙ ФАЗОЙ НЕСУЩЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО ОГИБАЮЩЕЙ

Е.А. Горохов, А.К. Дмитриев, Ю.П. Бычев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, overlordofdragons@mail.ru**

Предложен и экспериментально реализован метод получения последовательности фемтосекундных импульсов без сдвига частотной гребенки с селективируемой разностью фаз между огибающей и несущей. На данный момент разработанная схема позволяет устанавливать сдвиг фазы несущей относительно огибающей с дискретностью $2\pi/5$.

The method for obtaining a sequence of femtosecond pulses without a frequency comb offset with a selectable carrier envelope phase is proposed and experimentally realized. Now, the developed scheme allows setting carrier envelope phase with a resolution of $2\pi/5$.

Поскольку при коротких импульсах, когда длительность импульса одного порядка с длиной волны, сдвиг фазы между огибающей и несущей существенно влияет на эффективность преобразования частоты в нелинейных оптических процессах, что чрезвычайно важно для получения аттосекундных импульсов [1-3]. Кроме того, отсутствие сдвига гребенки фемтосекундного лазера упрощает процесс измерения частот, поскольку при этом необходимо определять только частоту повторения импульсов. В работах [4,5] описывались системы стабилизации сдвига фазы несущей относительно огибающей (carrier-envelope phase, CEP).

Ранее нами были теоретически описаны условия получения последовательности идентичных фемтосекундных импульсов с помощью модулятора интенсивности [6]. Необходимо соблюдение двух условий:

$$\begin{aligned}\Phi k &= 2\pi q \\ k/q &= f/\Delta\end{aligned}$$

Здесь Φ – разность фаз между огибающей и несущей между $(i+k)$ -ым и i -ым импульсами, f – частота повторения импульсов лазерного излучения, Δ – частота сдвига частотной гребенки, k и q – целые числа.

Таким образом, при выделении из излучения фемтосекундного лазера каждого k -ого импульса при соблюдении вышеуказанных условий получается периодическая последовательность идентичных импульсов на частоте повторения $F=f/k$.

Функциональная схема формирователя излучения без сдвига частотной гребенки представлена рис. 1. Принцип работы схемы подробно описан также в [6].

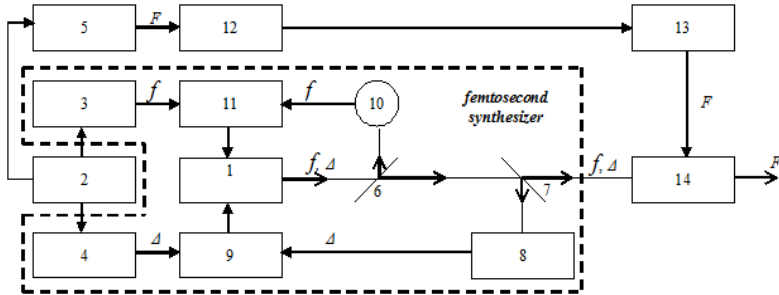


Рис. 1 – Функциональная схема формирователя излучения с управляемой СЕР: 1 - фемтосекундный лазер; 2 - стандарт частоты; 3 - синтезатор опорной частоты повторения импульсов фемтосекундного лазера f ; 4 - синтезатор опорной частоты сдвига гребенки Δ ; 5 - синтезатор опорной частоты повторения синтезированной последовательности импульсов F ; 6, 7 - делительные зеркала; 8 - f - $2f$ интерферометр; 9 - блок фазовой привязки частоты сдвига частотной гребенки излучения фемтосекундного лазера; 10 - фотодетектор; 11 - блок фазовой привязки частоты повторения импульсов фемтосекундного лазера; 12 - фазовращатель; 13 - формирователь импульсов и 14 - модулятор интенсивности

Эксперименты проводились на модифицированном волоконном фемтосекундном лазере MenloSystems FC1500-250WG с частотой следования импульсов $f = 250$ МГц и частотой смещения $\Delta = 50$ МГц. Частота следования импульсов была привязана к частоте 10 МГц прецизионного генератора Stanford SG384 с внутренним стандартом частоты. Этот генератор также задавал смещение гребенки Δ и частоту повторения импульсов F синтезированной последовательности импульсов. Синтезатор эталонной частоты повторения синтезированной последовательности импульсов и фазовращатель были объединены в цифровом генераторе сигналов, который также был привязан к стандарту частоты. Сигнал на частоте F поступил на генератор импульсов, управляющий модулятором интенсивности, на выходе которого была синтезирована последовательность идентичных фемтосекундных импульсов с частотой повторения F . Фазовращатель позволил выделить последовательность импульсов с заранее

определенной разностью фаз между несущей и огибающей. В нашем эксперименте $k = f/F = 5$, что позволило нам синтезировать пять разных последовательностей с СЕР, отличающимися друг от друга на 72 градуса. На рисунке 2 показаны эти последовательности, записанные на цифровом осциллографе с частотой 1 ГГц. Разрешение было ограничено полосой пропускания фотоприемника.

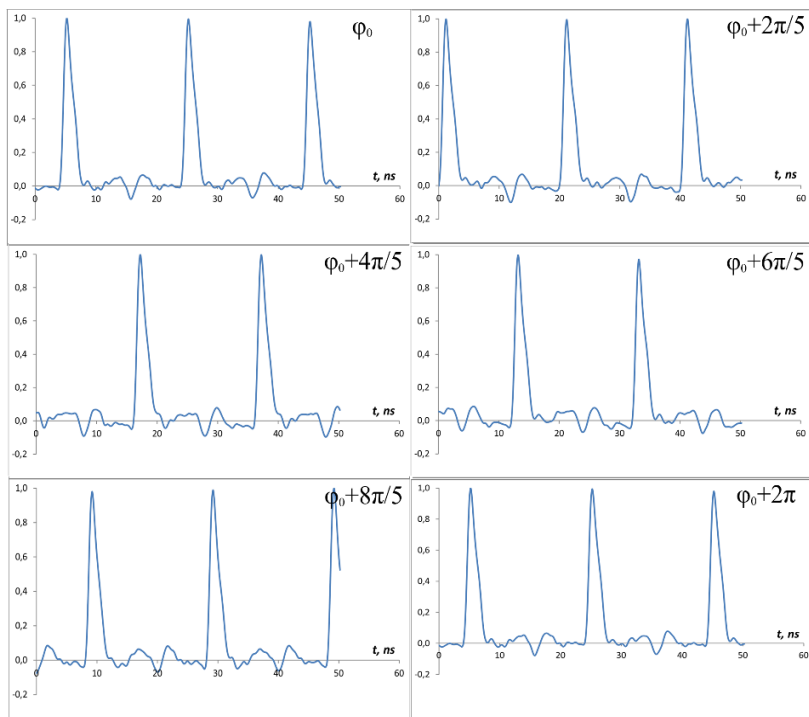


Рис. 2 – Синтезированные последовательности фемтосекундных импульсов

Модулятор выделяет каждый пятый импульс из исходной последовательности фемтосекундных импульсов. Наличие низкоамплитудных (не более 10% от амплитуды основных импульсов) «промежуточных» импульсов объясняется видом временной характеристики формирователя импульсов, управляющего модулятором, и частотной характеристикой фотоприемника.

Таким образом, в данной работе продемонстрирована возможность получения последовательности идентичных импульсов

фемтосекундного лазера с управляемой разностью фаз между огибающей и несущей. Из всех возможных последовательностей импульсов сдвиг фазы несущей относительно огибающей ϕ можно было устанавливать с дискретностью $2\pi/5$. Дискретность установки фазы несущей относительно огибающей можно уменьшить за счет увеличения k .

Литература:

1. Phase-Dependent Harmonic Emission with Ultrashort Laser Pulses / Bohan A.D., Antoine P., Milosevic D.B., Piraux B. // Phys. Rev.Lett. – 1998. – Vol.81. – P.1837. – doi: 10.1103/PhysRevLett.81.1837.
2. Routes to Control of Intense-Field Atomic Polarizability / Ivanov M., Corcum P.B., Zuo T., Bandrauk A. // Phys. Rev.Lett. – 1995. – Vol.74. – P.2933. – doi: 10.1103/PhysRevLett.74.2933.
3. Routes to Control of Intense-Field Atomic Polarizability /Christov I.P., Murnane M.M., Kapteyn H.C.// Phys.Rev.Lett. – 1997. – Vol.78. – P.1251. – doi: 10.1103/PhysRevLett.78.1251.
4. Carrier-Envelope Phase Control of Femtosecond Mode-Locked Lasers and Direct Optical Frequency Synthesis/ David J. Jones, Scott A. Diddams, Jinendra K. Ranka, Andrew Stentz, Robert S. Windeler, John L. Hall, Steven T. Cundiff // Science. – 2000. – Vol.288. – P.635. – doi: 10.1126/science.288.5466.635
5. Baltuska A., Uiberacker M., Goulielmakis E., Kienberger R.S. Yakovlev V., Udem T., Hänsch T.W., Krausz F. Phase-Controlled Amplification of Few-Cycle Laser Pulses// J. Lightwave Technology. – 2003. – Vol.9. – №4. - P.972.
6. Периодическая последовательность фемтосекундных импульсов с селективируемой разностью фаз между огибающей и несущей/ Головин Н.Н., Дмитриева Н.И., Горохов Е.А., Дмитриев А.К. //Оптика и спектроскопия. – 2019. – Т. 127. – №9. – P. 449-452.

АНАЛИЗ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА И АКТИВНОЙ ПОМЕХИ НА ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

Д.Н. Зима

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, d.zima@corp.nstu.ru**

В работе рассмотрены особенности пространственно-временного представления широкополосного сигнала и активных помех в системах с пространственно-распределенными антенными элементами.

The paper considers the features of the spatial-temporal representation of a broadband signal and active noise in systems with spatially distributed antenna elements.

В настоящее время интенсивно развиваются методы широкополосной радиолокации. Это обусловлено тем, что широкополосные сигналы обеспечивают высокую разрешающую способность и помехоустойчивость радиолокационных систем [1,2].

Идея описания сигналов и помех в виде пространственно-временного колебания вытекает из особенностей формирования сигналов при их поступлении на элементы антенной решетки, которые определенным образом распределены в пространстве.

Исследование основано на модели линейной эквидистантной антенной решетки, принимающей полезный сигнал вида широкополосного сигнала с линейной частотной модуляцией на фоне активной широкополосной помехи. Поскольку РЛС работает в дальней зоне, на элементы антенной решетки поступает плоский фазовый фронт. Это приводит к тому, что каждый пространственно-распределенный элемент «видит» одно и то же колебание, но разные его участки в зависимости от положения этого элемента в пространстве. Данный механизм отражен на рисунке 1.

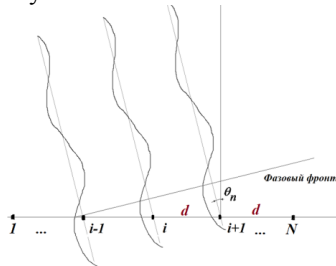


Рис. 1– Формирование пространственного сигнала

Рассмотрены свойства помехи на линейной антенной решетке в фиксированный момент времени t и при известном направлении прихода колебания, определяемым углом θ_n . Углу θ_n соответствуют задержки сигналов (помех) на отдельных элементах τ_i и задержки между двумя соседними элементами ЛАР τ_0 .

$$\tau_i = (i-1) \frac{d \sin(\theta_n)}{c}, \quad \tau_0 = \frac{d \sin(\theta_n)}{c}.$$

Для качественного анализа удобно перейти от пространственной дискретной координаты i к непрерывной x . При $\theta_n = 0^\circ$ плоский

фронт волны одновременно падает на всю числовую ось x , вдоль которой расположена антенна, и этому соответствует бесконечная протяженность пространственного сигнала, не зависящая в этом случае от длительности импульса. При $\theta_n = 90^\circ$ длительность пространственного сигнала минимальна и, например, при длительности импульса 1мкс составляет 300м. Во всех ситуациях пространственная длительность сигнала существенно превышает размеры антенны. Отсюда следует, наблюдаемый в любой момент времени сигнал на линейно распределенной антенне составляет лишь малую часть общей длительности импульсного сигнала.

В фиксированный момент времени на антенной решетке возникает пространственное колебание, зависящее от координаты элемента антенной решетки в пространстве i . Обозначая эту зависимость в явном виде, получаем:

$$u_i = \Xi(t - (i-1)\tau_0) \cos(\omega_0(i-1)\tau_0 + \Psi(t - (i-1)\tau_0)).$$

Такой пространственный сигнал без учета случайных флуктуаций имеет гармонический характер.

При переходе к пространственно-временному представлению данного сигнала задача переходит в область обработки многомерных сигналов, которая похожа на обработку одномерных сигналов, но имеет особенности [3]. Радиолокационные задачи рассматриваются как обычные задачи обнаружения, оценки параметров и их фильтрации, разрешения и т.п. Особенностью является использование новых математических моделей сигналов и помех, имеющих многомерную природу и приводящих к новым многомерным цифровым процедурам обработки. В рассматриваемом случае линейной антенной решетки имеем двумерный сигнал.

Спектр пространственно-временного сигнала имеет характерную особенность, хорошо отображаемую на рисунке 2. Двумерный спектр сигнала $u(t, x)$ находится при помощи двумерного преобразования Фурье:

$$U(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty - x_m/2}^{\infty} \int_{x_m/2}^{\infty} u(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx.$$

При этом частоты ω_t и ω_x связаны выражением:

$$\omega_x = -k_t \omega_t,$$

где $k_t = \frac{\sin \theta_\pi}{c}$ - коэффициент преобразования временной и пространственной координат.

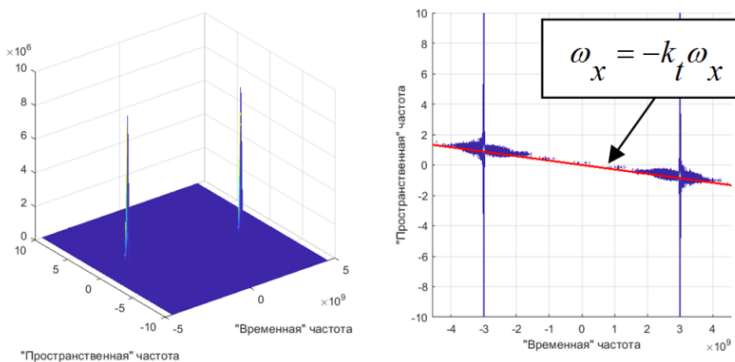


Рис. 2 – Пространственно-временной спектр

Ввиду случайного характера помех различного происхождения решаемые задачи имеют вероятностный характер. В связи с этим, дальнейшие методы исследования должны опираться на теорию вероятностей, математическую статистику, статистическую радиолокацию, теорию обнаружения. Алгоритмы должны строиться на байесовском принципе проверки гипотез.

Литература:

1. Далматов А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П., Оводенко А.А., Устинов Б.В. Обработка сигналов в радиотехнических системах. — Ленинград: Ленинградский университет, 1987. — 400 с.
2. Зима Д.Н., Соколова Д.О., Спектор А.А. Обработка сигналов в приемной системе с пространственно-распределенными приемными элементами // Обработка пространственных данных в задачах мониторинга природных и антропогенных процессов (SDM–2019) : сб. тр. Всерос. конф., Бердск, 26–30 авг. 2019г. – Новосибирск : ИВТ СО РАН, 2019. – С. 103–107.
3. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов. — М.: “Мир”, 1988. — 488 с.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90069.

ПОВЫШЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ В ПАССИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ, ИСПОЛЮЮЩИХ СИГНАЛЫ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И.Н. Козлов, А.Г. Вострецов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ikozlov92.06@gmail.com

Рассматривается задача повышения отношения сигнал/шум в пассивных радиолокационных станциях с внешним подсветом сигналами спутниковых навигационных систем глобального позиционирования. В данной работе приведены результаты моделирования работы приемного тракта в пакете Labview.

The problem of rise the signal-to-noise ratio in passive radar systems with external illumination by signals of satellite navigation systems of global positioning is considered. This paper presents the results of simulation of the receiving channel in the Labview package.

Пассивные радиолокационные станции обладают рядом преимуществ по сравнению с активными [1]. Задачу обнаружения воздушной цели средствами пассивной радиолокационной станции, использующей спутниковые навигационные сигналы в качестве подсвета можно считать актуальной. Особый интерес представляют микро- и мини-беспилотные летательные аппараты (БПЛА) ближнего радиуса действия с низкой взлетной массой, относительно невысокой скоростью (до 200 км/ч) и дальностью действия до 40 – 50 км. Такие БПЛА запускаются с земли, и предназначены для разведки и наблюдения относительно небольшого радиуса действия. Микро- и мини-беспилотные летательные аппараты вследствие малых размеров обладают низкими значениями эффективной площади рассеивания (ЭПР), что затрудняет их обнаружение.

Ряд источников описывают сигналы спутниковых навигационных систем [2]. Как известно, в настоящее время только две спутниковые системы обеспечивают полное покрытие земного шара – GPS (система глобального позиционирования) и ГЛОНАСС (Глобальная Навигационная Спутниковая Система). Группировки спутников находятся на очень большом удалении от Земли, и именно поэтому энергетический потенциал сигналов оказывается чрезвычайно низким. Одним из способов повышения отношения сигнал/шум является использование криогенных усилителей для повышения чувствительности приемного устройства [3], [4]. Чувствительность определяется как наименьший уровень входного сигнала устройства,

при котором обеспечивается требуемое отношение сигнал/шум. Однако чувствительности приемного устройства, даже с применением криогенных усилителей с очень низким коэффициентом шума, не хватает для уверенного приема отраженных от целей спутниковых сигналов.

В данной работе рассматривается возможность повышения отношения сигнал/шум за счет накопления сигналов нескольких спутников, отраженных от цели и обрабатываемых в приемном устройстве. На рисунке 1 приведена схема определения местоположения цели при помощи ряда спутниковых сигналов.

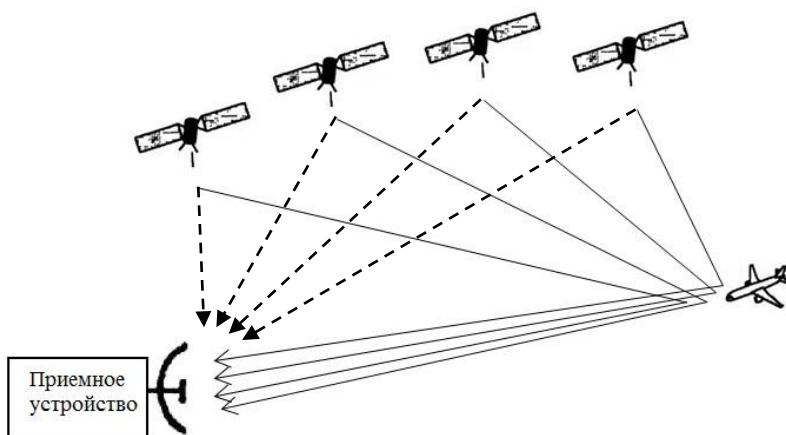


Рис. 1 – Определение местоположения объекта при помощи спутниковой навигационной системы

Информация о местоположении каждого навигационного спутника передается в кодированном виде (каждую миллисекунду спутники передают в своем кодовом сообщении информацию о своем текущем местоположении, дату, орбиту, точное время). Приемник, вычисляя расстояния (задержки радиосигналов) от точки приема до излучателей (спутников) на основе принимаемых спутниковых сигналов прямого прохождения и от цели до излучателей на основе отраженных от цели сигналов, определяет местоположение цели.

Для того чтобы увеличить отношение сигнал/шум, предложено суммировать сигналы от максимального количества спутников двух группировок, и GPS и ГЛОНАСС. Ориентировочно в каждой точке на

поверхности Земли видимость для группировки GPS достигает до 12 спутников, а для группировки ГЛОНАСС до 11 спутников. Потенциально, получая данные с каждого спутника, можно повысить отношение сигнал/шум на 6.8 дБ.

В данной работе выполнено моделирование в программном пакете Labview. При длительности кодовых последовательностей в 1 мс интервал наблюдения принимается такой, чтобы всегда смесь принимаемых сигналов попадала в интервал наблюдения со случайным сдвигом. Если интервал наблюдения будет равен 2 мс (32736 отчетов), то коррелятор будет захватывать одну полную посылку кода и остаток предыдущего (не полного) кода.

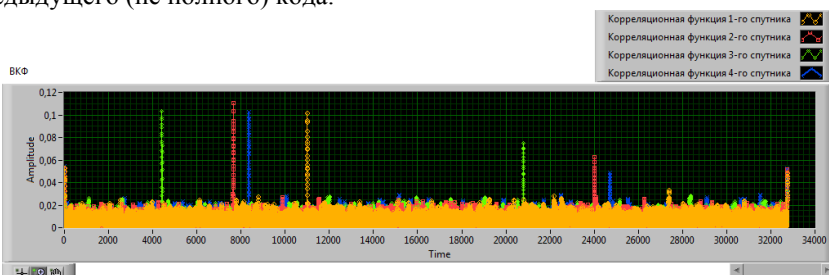


Рис. 2 – Смесь корреляционных функций в приемном устройстве для четырех спутниковых сигналов.

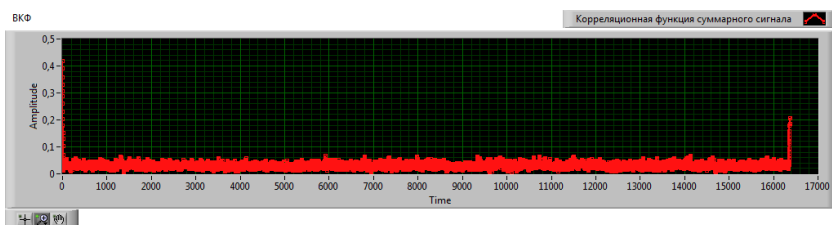


Рис. 3 – Корреляционная функция суммарного сигнала.

При обработке суммарного спутникового сигнала, вычисляется сдвиг кодовой последовательности каждого спутника с последующим переносом в ноль корреляционной функции. Таким образом, смесь спутниковых сигналов позволит улучшить отношение сигнал/шум до 6.8 дБ.

Литература:

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учеб.для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

2. Генике А.А., Побединский Г.Г. Глобальные спутниковые системы определения местоположения и их применение в геодезии. Изд. 2-е, перераб. идоп. -М.: Картгеоцентр, 2004. - 355 с.

3. Ivanov B.I. A microwave cryogenic low-noise amplifier based on SiGe heterostructure /B.I. Ivanov, M. Grajcar, I.L. Novikov, A.G. Vostretsov, E.V. Il'ichev // Technical Physics Letters. - 2016. - Vol. 42, iss. 4. - P. 380-383. - DOI: 10.1134/S1063785016040076.

4. Вдовин В.Ф. Криогенный малошумящий усилитель для радиоастрономических наблюдений / В. Ф. Вдовин, В.Г. Грачёв, С. Ю. Дрягин и др.// Астрофизический бюллетень, 2016, том 71, №1, с. 134-138.

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО ПОЛЮ ГРАДИЕНТОВ

**А.Е. Костырина, И.С. Грузман,
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, a89137701493@yandex.ru**

Реализован алгоритм восстановления изображения по полю градиентов путем реализации метода регуляризации Тихонова в частотной области. Показано, что для решения данной задачи может быть использован метод L-кривой для выбора оптимального параметра регуляризации. Приведены результаты восстановления реальных изображений.

An algorithm for reconstructing an image from a gradient field by implementing the Tikhonov regularization method in the frequency do-main is implemented. It is shown that to solve this problem, the L-curve method can be used to select the optimal regularization parameter. The results of restoring real images are presented.

I. ВВЕДЕНИЕ

Фотографии, сделанные через стеклянные окна, часто содержат желаемую сцену и нежелательные отражения объектов, которые находятся вне поля зрения камеры. Разделение отражённого и основного слоев является важной, но некорректной задачей.

Существуют методы компенсации отраженного слоя (ОТС) с использованием одного изображения. Как правило, они основываются на допущении, что ОТС находится не в фокусе, так как фокус должен быть нацелен на сам объект съемки [1]. Но не на всех изображениях гипотеза о расфокусировки отражения работает. Другой подход компенсации ОТС основывается на межкадровой обработке. Задача такого подхода – оценить достаточно точно оптические потоки (ОП) отраженного и основного слоев (ОСС) изображения. Если это удастся,

то слои изображения разделяются и ОТС удаляется. Но не для всех изображений удастся оценить ОП этих слоев. Например, когда ОТС очень слабый или сильно меняется от кадра к кадру.

В данной работе рассматривается алгоритм восстановления ОСС для метода компенсации ОТС, использующий только оценки ОП ОСС изображения. В этом подходе оценивается ОП последовательности кадров, с последующей компенсацией геометрических искажений изображений этой последовательности. После компенсации геометрических искажений ОСС контурные линии этого слоя не будут перемещаться от кадра к кадру. Напротив, контурные линии ОТС будут перемещаться. Это свойство контурных линий ОСС и ОТС используется для их разделения и подавления контурных линий ОТС. Требуется по оставшимся контурным линиям восстановить основной слой. Положение контурных линий на изображении определяет поле градиентов [2].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – восстановление изображений по полю градиентов с неподвижным контурным линиям.

Данную задачу в общем случае можно решить, как задачу восстановления изображения I , искаженного операторами дифференцирования H_x и H_y . Иными словами, требуется восстановить изображение I по наблюдаемым производным этого изображения.

III. МЕТОД РЕГУЛЯРИЗАЦИИ ТИХОНОВА

В литературе широко известен алгоритм восстановления дефокусированных изображений методом регуляризации Тихонова [3]. Алгоритм, использующий фильтр Винера, дает осциллирующий результат восстановления [2]. Для уменьшения осцилляций в методе регуляризации Тихонова накладывается ограничение на мощность производной решения:

$$\|h_{расф} \otimes I - I_{набл}\|_2^2 + \alpha^2 \|L_{оиф} \otimes I\|_2^2 = \min I, \quad (1)$$

где $h_{расф}$ – функция рассеивания точки, I – восстанавливаемое изображение, $I_{набл}$ – наблюдаемое искаженное изображение, α – параметр регуляризации, $L_{оиф}$ – стабилизатор, представляющий собой фильтр верхних частот, $\|\cdot\|$ – норма пространства l_2 и $\otimes$ – оператор свёртки.

Из (1) следует, что параметр регуляризации α определяет компромисс между скоростью изменения восстанавливаемого изображения и точностью решения. В отличие от задачи дефокусировки, для восстановления изображения по его известным производным, наблюдается не одно изображение $I_{набл}$, а два изображения, представляющие собой компоненты поля градиентов (производные, вычисленные вдоль строк или столбцов).

IV. МЕТОД L-КРИВОЙ

Важным является вопрос о выборе параметра регуляризации α . В литературе известны следующие способы выбора α : принцип невязки, принцип L-кривой и т. д. В данной работе рассмотрен вопрос о возможности применения метода L-кривой [4]. Этот метод заключается в построении так называемой L-кривой, которая представляет собой график, показывающий зависимость остаточной нормой $\|h_{расф} \otimes I - I_{набл}\|_2^2$ от нормы $\|L_{диф} \otimes I_a\|_2^2$ регуляризованного решения. В качестве оптимального значения параметра регуляризации выбирается точка максимальной кривизны L-кривой. При данном значении параметра, полученное решение обладает наилучшим балансом между нормой невязки и нормой решения.

V. АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

С целью повышения быстродействия был синтезирован алгоритм восстановления изображений по полю градиентов в частотной области, использующий метод регуляризации Тихонова (2).

$$F_1(w) = \frac{F_{hx}(-w) \cdot F_{lx}(w) + F_{hy}(-w) \cdot F_{ly}(w)}{|F_{hx}(w)|^2 + |F_{hy}(w)|^2 + \alpha^2(|F_{Lx}(w)|^2 + |F_{Ly}(w)|^2)}, \quad (2)$$

где $F_l(w)$ – оценка спектра восстанавливаемого изображения, $F_{lx}(w)$ и $F_{ly}(w)$ – спектры компонент поля градиентов, $F_{hx}(w)$ и $F_{hy}(w)$ – комплексно частотные характеристики (КЧХ) дифференцирующих фильтров, $F_{Lx}(w)$ и $F_{Ly}(w)$ КЧХ фильтра-стабилизатора, $F_{hx}(-w)$, $F_{hy}(-w)$ – комплексно-сопряжённые функции от $F_{hx}(w)$, $F_{hy}(w)$. Это позволило ускорить его работу в 4 раза. Алгоритм реализован в среде программирования MatLab.

VI. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования алгоритма проводилось на 5 реальных тестовых изображениях.



Рис. 1 – Тестовые изображения

В качестве меры оценивания точности восстановления изображения использовалась нормированный взаимный коэффициент корреляции ρ между исходным и восстановленным изображениями. Восстановление производилось по горизонтальному и вертикальному градиентам изображения. Такой набор градиентов показал высокую точность. Результаты работы алгоритма восстановления приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Мера точности восстановления

Номер исследуемого изображения	ρ
1	0.829
2	0.942
3	0.863
4	0.931
5	0.750

Исследована возможность применения L-кривой для алгоритма выбора параметра регуляризации $I_{набл}$. Реализован алгоритм построения L-кривой, показано, что выбор параметра регуляризации α оптимального в смысле максимума ρ для данной задачи не критичен. Различие между найденным с помощью L-кривой и оптимальным значениями α не превышает пол процента.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получен алгоритм восстановления изображения по полю градиентов, использующий метод регуляризации Тихонова в среде программирования MatLab. Для повышения быстродействия алгоритм реализован в частотной области. Экспериментальные исследования алгоритма показали, что алгоритм обладает высокой точностью. Для выбора оптимального параметра регуляризации использован метода L-

кривой. Показано, что данный метод может быть применен для решения данной задачи.

Литература:

1. A. Agrawal, R. Raskar, S.K. Nayar, Y. Li. Removing photography artifacts using gradient projection and flashexposure sampling. In ACM Transactions on Graphics (SIGGRAPH), volume 24, pages 828–835, 2005.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. 616 с.
3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. –М.: Радио и связь, 1982. – 623 с.
4. P.C. Hansen, Regularization tools, a Matlab package for analysis of discrete regularization problems, Numerical Algorithms Journal, 1994. – Vol– 6, iss.1.–P. 1–35.

**СТРУКТУРЫ КРЕМНИЕВОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ
НАПРЯЖЕНИЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ
СОПРОТИВЛЕНИЕМ НА ОСНОВЕ P-N-ПЕРЕХОДОВ
С ТУННЕЛЬНЫМ ПРОБОЕМ**

И.Б. Красный, С.Д. Акимов, А.Е. Глушков
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sergej200994@gmail.com

В статье рассмотрены кремниевые структуры, имеющие на вольт-амперной характеристике (ВАХ) участок отрицательного дифференциального сопротивления. На основе трехэлектродного диодного переключателя, управляемого системой металл-оксид-полупроводник (МОП), разработаны и исследованы уникальные структуры кремниевых ограничителей напряжения с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОН с ОДС). В полученных структурах обнаружен эффект ОДС. Выявлено, что при встречном включении двух ОН с ОДС прибор имеет более резкую симметричную ВАХ, чем при обратном включении диода.

The paper considers the silicon structures, having a region of negative differential resistance on the current-voltage characteristics. Based on the three-electrode diode switch, controlled by a metal-oxide-semiconductor system (MOS), considered in the research project, the unique structures of the silicon transient voltage suppressors with negative differential resistance (TVSs with NDR) have been developed and investigated. In the structures obtained, the effect of NDR has been found. It is noted that when two TVSs with NDR are switched, the device has a sharper symmetric $I - V$ characteristic, than when the one diode is turned back on.

Работоспособность и надежность радиоэлектронных устройств (РЭУ) в большей степени определяются ее способностью выдерживать кратковременные электрические перегрузки [1]. Основным фактор, поражающий полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы и пассивные радиоэлементы, – воздействие токов и напряжений значительной амплитуды, наводимые в цепях РЭУ. По мере развития радиоэлектронной техники требуется все более качественная и надежная защита от различных импульсных перенапряжений в схемах радиоэлектронных устройств. Именно поэтому исследования и разработки приборов в области кремниевых ОН приобретают все большую значимость и актуальность.

Кремниевые ОН, имеющие на ВАХ участок ОДС, отличаются более низким коэффициентом ограничения в сравнении с традиционными ОН. Актуальность данной работы состоит в том, что уменьшение коэффициента ограничения защитного диода способствует возникновению меньшего перенапряжения в схеме во время электромагнитных помех.

Теоретическая часть работы описывает известные способы изготовления полупроводниковых структур, имеющих участок ОДС. Рассмотрена конструкция переключающего диода на основе МОП-системы, работающей на туннельном механизме пробоя [2]. Принцип работы структуры переключающего диода основан на явлении существенной нелинейной зависимости напряжения пробоя р-п-переходов с туннельным механизмом пробоя от величины их площади (Рис. 1). Соответственно, увеличив площадь р-п-перехода, можно добиться нужного снижения напряжения пробоя ограничителя напряжения, тем самым создав необходимый для ОН участок ОДС.

Практическая часть работы состояла в разработке, конструировании и изготовлении двухэлектродного ОН с ОДС на основе вышеописанной трехэлектродной структуры. При этом было предложено избавиться от управляющего электрода, формирующего канал между n^+ -р-переходами малой и большей площадями, и добиться объединения площадей р-п-переходов путем расширения области пространственного заряда (ОПЗ) при обратном смещении. Основываясь на принципах конструирования структуры переключающего диода на МОП-системе, была разработана конструкция и технология изготовления двухэлектродного кремниевого ОН с ОДС, где варьировалось расстояние между n^+ -р-переходами малой и большей площадей. Разработанные структуры были изготовлены на базе производственных мощностей АО «НЗПП с ОКБ».

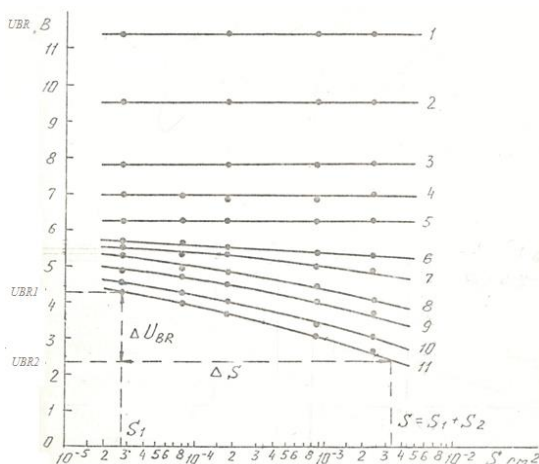


Рис. 1 – Зависимость напряжения пробоя U_{BR} p-n-перехода с туннельным механизмом пробоя от площади перехода S [2]

В опытных кристаллах был обнаружен эффект ОДС S-образной формы на ВАХ прибора. Пробой $n^+ - p^+$ -перехода изготовленной структуры имел большой наклон вольт-амперной характеристики из-за большого сопротивления растекания, а смыкание ОПЗ $n^+ - p$ -переходов вследствие недостаточной толщины ОПЗ $n^+ - p$ -переходов малой и большой площади возникало позже, чем необходимо для разрабатываемого прибора. Исследуя полученные структуры ОН с ОДС с разным временем диффузии As, был обнаружен эффект зависимости напряжения пробоя $n^+ - p^+$ -перехода от площади перехода при напряжениях пробоя выше 7 В для конкретной конструкции кристалла.

Для защиты РЭУ в электрических цепях переменного тока было исследовано встречное включение двух ОН с ОДС. Обнаружено, что в такой структуре участок ВАХ в области больших токов (> 50 мА) имеет меньшее дифференциальное сопротивление, чем однополярный ОН с ОДС в обратном смещении (Рис. 2).

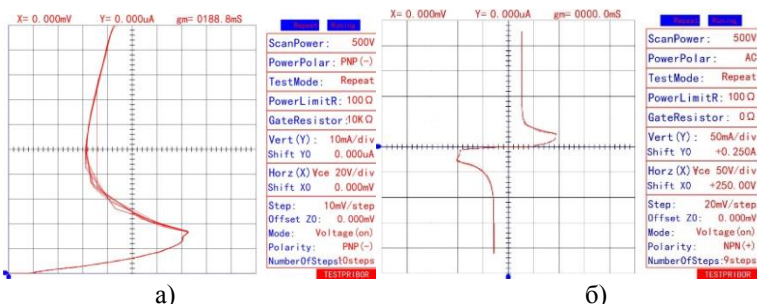


Рис. 2 – ВАХ полученных структур ОН с ОДС:

а) обратное включение диода; б) встречное включение двух структур

В ходе выполнения работы, основываясь на зависимости напряжения пробоя р-п-переходов с туннельным механизмом пробоя от величины их площади, были разработаны и изготовлены кремниевые структуры ОН с ОДС. Дальнейшая работа будет направлена на улучшение электрических параметров, разработанных ОН с ОДС, а именно, на понижение рабочих токов и уменьшение коэффициента ограничения.

Литература:

1. Рикетс Л.У., Электромагнитный импульс и методы защиты. – М.: Атомиздат, 1979.
2. Скорняков С.П., Разработка физико-технических основ получения диффузионных кремниевых р-п-переходов с туннельным пробоем. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Новосибирск, 1982. – 189 с.

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ГИРОСКОП КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА

Ло Ван Хао, Т.Г. Нестеренко

Национальный исследовательский Томский университет,
lovanhao@mail.ru

В данной работе рассматривается двухкомпонентный микроэлектромеханический (МЭМС) гироскоп, работающий в компенсационном режиме. В отличие от прямого преобразования, в котором угловая скорость определяется путем преобразования перемещения инерционной массы в электрический сигнал, МЭМС гироскоп компенсационного типа работает в режиме компенсационного преобразования, обеспечивающем компенсацию силы

Кориолиса. Благодаря этому уменьшается влияние внешних факторов и динамические характеристики гироскопа улучшены.

In this work, a two-component microelectromechanical (MEMS) gyroscope operating in a compensation mode will be considered. Unlike direct conversion, in which the angular velocity is determined by converting the inertial mass displacement into an electrical signal, the compensation MEMS gyroscope operates in the compensation transformation mode, which compensates for the Coriolis force. Due to this, the influence of external factors is denied, and the dynamic characteristics of the gyroscope are improved.

МЭМС гироскоп является инерциальным датчиком, который широко используется во многих современных системах с целью решения задачи ориентации. В зависимости от способа формирования выходных сигналов МЭМС гироскопы делятся на два типа: с прямым преобразованием и компенсационным преобразованием [1]. Гироскоп с прямым преобразованием очень чувствителен к изменениям окружающей температуры, поэтому его частотные характеристики изменяются под влиянием внешних воздействий. В результате этого снижается его точность и чувствительность. Для преодоления недостатка прямого преобразования в МЭМС гироскопе используется компенсационное преобразование, которое позволяет устранить зависимость коэффициента передачи от степени демпфирования и температуры с помощью замкнутого контура компенсации сил Кориолиса. В данной работе будет представлена структурная схема МЭМС гироскопа компенсационного типа.

МЭМС гироскоп имеет два канала работы: канал первичных колебаний и канал вторичных колебаний, соответствующие двум режимам работы: режим движения и режим чувствительности [2-4]. В канале первичных колебаний электростатический вибропривод возбуждает гармонические колебания инерционных масс и осуществляется стабилизация амплитуды скорости этих колебаний. В канале вторичных колебаний движение инерционных масс при наличии угловой скорости компенсировано. На рисунке 1 показана структурная схема МЭМС гироскопа с компенсационным преобразованием.

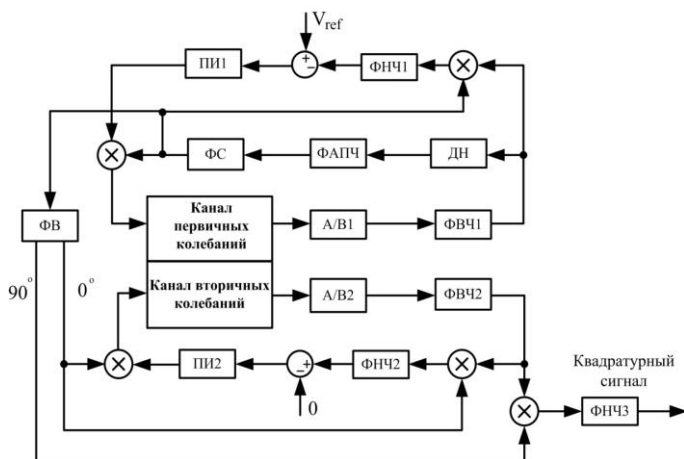


Рис. 1 – Структурная схема МЭМС гироскопа компенсационного типа

В соответствии с двумя каналами структурную схему можно разделить на две части: система управления первичными колебаниями и система управления вторичными колебаниями [5].

В системе управления первичными колебаниями находятся следующие блоки: преобразователь тока в напряжение (ПТН1), фильтр высоких частот (ФВЧ1), детектор нуля (ДН), фазовая автоподстройка частот (ФАПЧ), формирователь синусоидального сигнала (ФС), фильтр низких частот (ФНЧ1) и пропорционально-интегральный контроллер (ПИ). При использовании системы управления первичными колебаниями резонанс канала первичных колебаний отслеживается ФАПЧ, затем возбуждающий сигнал создается и преобразуется в гармонический с помощью ФС. Амплитуда скорости первичных колебаний регулируется контроллером ПИ по заданному значению.

Система управления вторичными колебаниями состоит из следующих блоков: преобразователя тока в напряжение (ПТН2), фильтра высоких частот (ФВЧ2), фильтра низких частот (ФНЧ2) и пропорционально-интегрального контроллера (ПИ2). Принцип работы системы управления вторичными колебаниями заключается в компенсации движения инерционных масс. При наличии угловой скорости на инерционные массы действуют силы Кориолиса, вызывающие перемещение инерционных масс. Для компенсации этого перемещения электростатические силы генерируются путем обратной подачи сигнала на компенсационные электроды. Информация о скорости может быть получена в обратном сигнале на выходе ПИ2.

Для сравнения работы МЭМС гироскопа при прямом и компенсационном преобразовании были приведены испытания при разных температурных условиях. МЭМС гироскоп выполняет измерения угловых скоростей в диапазоне от минус 360°/с до плюс 360°/с при температурах 20°С, 50°С и 70°С. На рисунках 2 и 3 представлены результаты экспериментальных исследований.

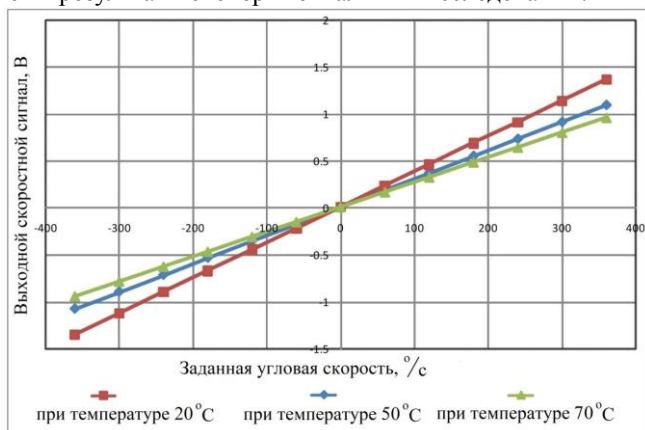


Рис.2 – Выходные сигналы гироскопа при прямом преобразовании

Из рисунка 2 видно, что для гироскопа с прямым преобразованием температура оказывает большое влияние на масштабный коэффициент. При увеличении температуры происходит уменьшение масштабного коэффициента, снижающее чувствительность гироскопа. В результате этого уменьшается надежность, стабильность и точность гироскопа.

Из рисунка 3 видно, что с использованием компенсационного преобразования масштабный коэффициент гироскопа при разных температурах постоянный. По сравнению с прямым преобразованием стабильность и точность гироскопа повышается.

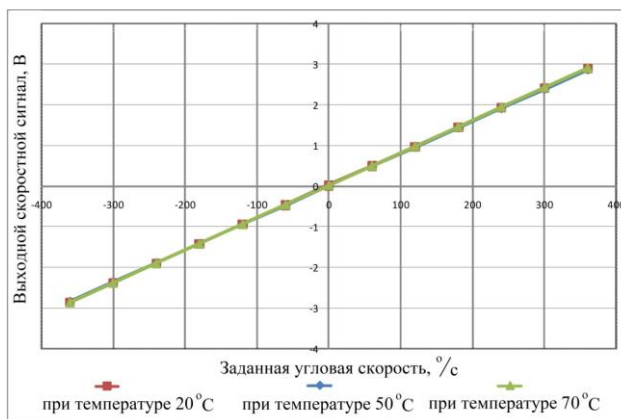


Рис.3 – Выходные сигналы гироскопа при компенсационном преобразовании

Таким образом, при применении компенсационного преобразования характеристики гироскопа улучшены. Устраняется влияние температуры на частотные характеристики МЭМС гироскопа.

Работа выполнена в Томском политехническом университете при финансовой поддержке Минобрнауки России, ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы». Соглашение № 14.578.21.0232, уникальный идентификатор RFMEFI57817X0232.

Литература:

1. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. – М.: Машиностроение, 2007. – 400 с.
2. Барбин Е.С. Динамика многокомпонентного микромеханического гироскопа-акселерометра с развязывающими рамками: дис. канд. тех. Наук. – Томск, 2016. – С. 111-116.
3. Ван Хао Ло, Т.Г. Нестеренко. Анализ эффекта паразитной емкости в режиме движения микрорелектромеханического гироскопа// Известие ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 2. – с. 54–67.
4. Лысенко И.Е. Метод проектирования микромеханических сенсоров угловых скоростей и линейных ускорений LL-типа//Известия ЮФУ. Технические науки, 2009, №1, с. 117-123.
5. Патент РФ № 2503924 Интегральный микромеханический гироскоп /Нестеренко Т.Г., Лысова О.М., Коледа А.Н., Барбин Е.С., Колчужин В.А. –G01C19/5712. Заявлено 30.05.2012; Опубл. 10.01.2014.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ

Д.Е. Никитина, Ю.В. Морозов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dia4218@yandex.ru**

В данной работе приведено краткое описание базового варианта моделирующей программы для исследования классификации сейсмических сигналов на основе метода максимального правдоподобия. Проанализировано влияние оконных функций на качество обработки сейсмических сигналов.

This paper provides a brief description of the basic version of the simulation program for the classification of seismic signals based on the maximum likelihood method. Descriptions of the effect of window functions on signal processing and the function are used in the program.

Принцип действия сейсмических средств охраны основан на регистрации колебаний, возникающих в грунте при перемещении человека по поверхности земли. Преобразование сейсмических колебаний в электрические сигналы выполняют чувствительные элементы, установленные на глубине 20...50 см в поверхностном слое грунта. Важнейшей частью сейсмической системы охраны является математическое обеспечение, без которого невозможно решить задачу классификации движущихся по земной поверхности объектов.

В данной работе приведено исследование влияния использования оконной функции Тьюки в процессе предварительной обработки на результаты классификации сигналов.

Сейсмические сигналы, на основе которых происходит исследование, получены на полигоне НГТУ. Для анализа этих сигналов проводится предварительная обработка, в результате которой получают измерительные циклы по 1000 отсчетов. В дальнейшем происходит классификация сигналов по четырем группам объектов: человек, группа людей, крупное животное, автомобиль.

Структура моделирующей программы, реализующей данный подход, приведена на рис. 1.

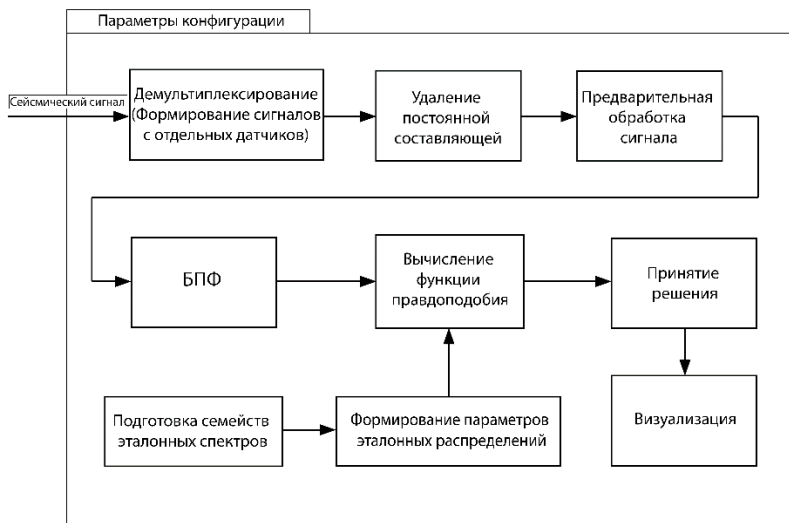


Рис. 1 – Структурная моделирующей программы

На вход программы поступает запись реального сейсмического сигнала. Далее происходит процесс демультимплексирования (составление сигнала из сигналов с отдельных датчиков). Затем происходит удаление постоянной составляющей и предварительная обработка сигнала (в том числе наложение оконных функций), быстрое преобразование Фурье. Далее происходит вычисление функции правдоподобия и принятие решения о принадлежности сигнала к одному из классов, основанном на подсчете локальных экстремумов огибающих сигналов на каждом подсчете цикла. Последним этапом работы программы является визуализация результатов.

С помощью блока формирования семейств эталонных спектров формируются семейства из нескольких десятков эталонных спектров для каждого класса. Примеры таких семейств приведены на рис. 2. У каждого семейства спектров видны характерные особенности, которые позволяют различать классы объектов. Чем выше степень сходства между спектрами для разных классов, тем больше ожидается ошибок классификации. На основании сформированных семейств спектров формируются параметры эталонных распределений, которые включают в себя тип распределения, математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение для каждой гармоники.

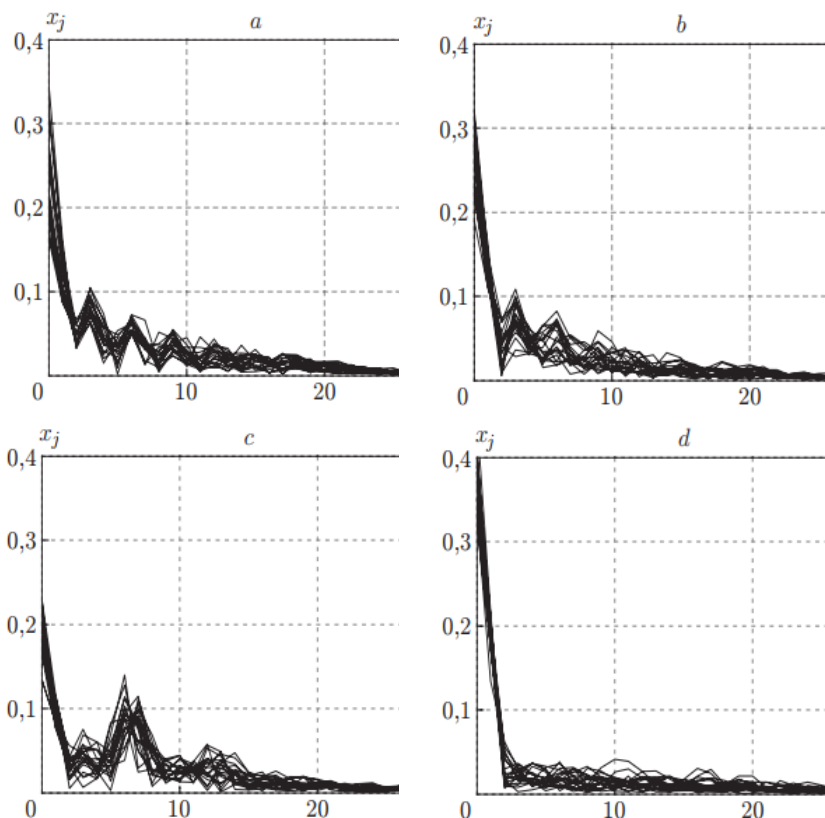


Рис. 2 – Амплитудные спектры огибающих сейсмических сигналов: а – человека, b – группы людей, с – крупного животного, d – автомобиля

Важным блоком для исследования является блок предварительной обработки сигналов, так как качество предварительной обработки влияет на качество классификации. В настоящей работе основное влияние уделяется наложению оконных функций.

Для того чтобы обнаружить слабый сигнал необходимо устранить боковые лепестки в спектре, которые возникают, когда мы ограничили сигнал прямоугольным окном. Значит, чтобы устранить эти лепестки необходимо устранить их в спектре оконной функции.

Необходимо отметить, что чем больше подавление боковых лепестков спектра оконной функции, тем шире получается основной лепесток. Данное противоречие привело к разработке большого

количества оконных функций с различным подавлением боковых лепестков и различной шириной главного лепестка.

В данной программе при обработке сигнала использовалась прямоугольная оконная функция. При этом количество верных решений для классов «человек» и «группа людей» составляло 60% от общего числа решений.

Для улучшения данного показателя при обработке сигнала на данный момент используется функция Тьюки. За счет этого количество верных решений увеличилось до 80%.

В дальнейшем планируется исследовать влияние различных оконных функций на результат классифицирования программы.

Литература:

1. Белоусов А.В. Стандартные оценки качества полевого сейсмического материала //ПРИБОРЫ и СИСТЕМЫ РАЗВЕДОЧНОЙ ГЕОФИЗИКИ. — 2011. — № 3(37). — С. 31–35.

2. Морозов Ю.В; Спектор А.А. Классификация объектов на основе анализа спектральных характеристик огибающих сейсмических сигналов // Автометрия. — 2017. — № 6. — С. 49–55.

3. Мартухович И.О., Спектор А.А. Байесовская классификация сейсмоактивных объектов на основе корреляционных признаков [Электронный ресурс] // Известия вузов России. Радиоэлектроника. науч.-метод. журн.—№1. —2009. — URL: https://etu.ru/assets/files/Radio_1_2009.pdf — (Дата обращения: 19.12.2018).

ЧЕТЫРЁХЛУЧЕВАЯ ФАР С МАТРИЦЕЙ БАТЛЕРА И ФАЗОВРАЩАТЕЛЯМИ ШИФФМАНА

Ю.Н. Паршин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, jurparnik@mail.ru**

В тексте доклада представлены итоги электромагнитного компьютерного моделирования четырёхлучевой фазированной антенной решетки, работающей на частоте 2,2 ГГц.

The text of the report presents the results of a electromagnetic computer simulation of a four-beam phased antenna array, operating at a frequency of 2,2 GHz.

Разрабатываемая фазированная антенная решетка (ФАР), формирует в верхней полусфере 4 диаграммы направленности (ДН), каждая из которых связана с определенным входом i (Рис. 1).

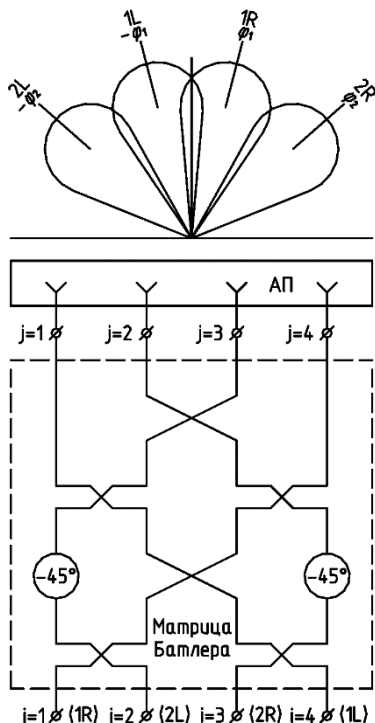


Рис. 1 – Структурная схема 4-х лучевой ФАР

Это устройство состоит из 2 основных частей: антенное полотно (АП) и диаграммообразующее устройство – матрица Батлера [1]. Матрица Батлера в свою очередь включает в себя 2 ряда по два 3-х децибельных четвертьволновых направленных ответвителей (НО) и два фазовращателя, обеспечивающих задержку по фазе на 45° . Всё это реализовано на диэлектрической подложке и соединено между собой полосковыми линиями передачи.

В качестве модификации, ранее разработанной антенной решётки [2], было принято решение использовать фазовращатели Шифмана [3] с целью увеличения полосы частот нормальной работы устройства.

Кроме прочего в этой версии ФАР, в отличие от [2], использован диэлектрический материал российского производства ФАФ-4Д с той же диэлектрической проницаемостью 2,5, но с новыми толщинами (Рис. 2): $s = 0,23$ мм; $\alpha = 1,43$ мм; $b = 3,16$ мм; $t = 0,035$ мм. В связи с этим был произведен перерасчет основных размеров полосковых линий, используя [4]. На рисунках топологий ниже используется следующее

соотношение цвета и смысловой нагрузки: светло-серый цвет – лицевая сторона платы, тёмно-серый цвет – обратная сторона платы, чёрный цвет – переходные металлизированные отверстия, соединяющие две стороны платы.

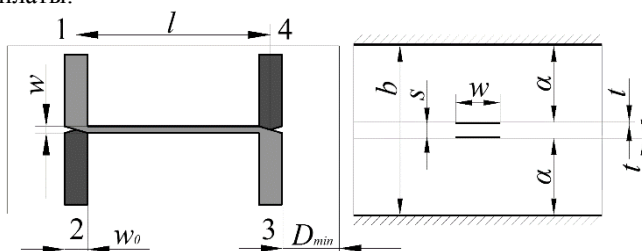


Рис. 2 – Размеры НО

Размеры линий: $l = 22$ мм; $w = 0,75$ мм; $w_0 = 2,6$ мм; $D_{min} = 6,5$ мм.
Далее был сформирован фазовращатель Шифмана (Рис. 3).

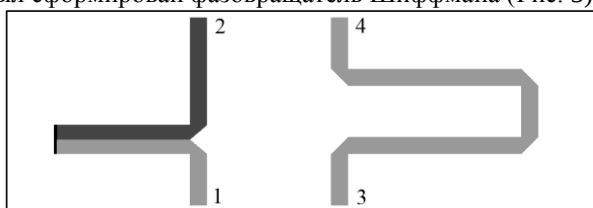


Рис. 3 – Топология фазовращателя

Далее переходим к моделированию матрицы Батлера (Рис. 4).
Результаты моделирования расположены на рис. 5.

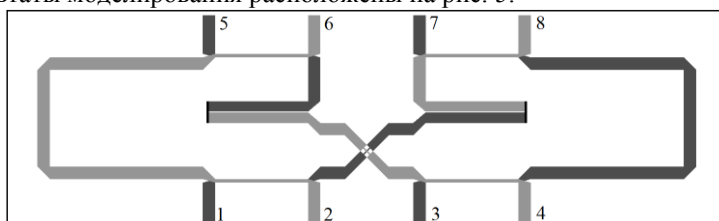


Рис. 4 – Топология матрицы Батлера

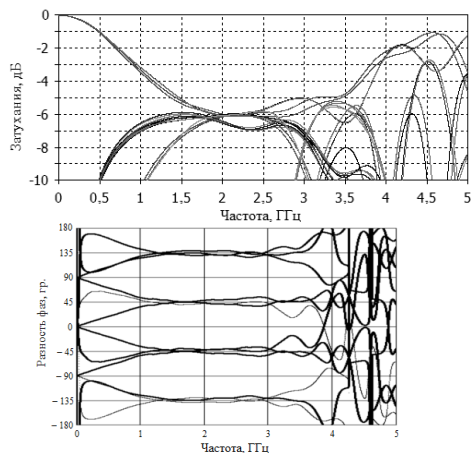


Рис. 5 – Результаты моделирования

Получив приемлемые результаты переходим к моделированию 4-лучевой ФАР (объединяем разработанную матрицу Батлера с АП, предоставленным кафедрой РПиРПУ), топология которой находится на рис. 6, а ДН излучения всех четырех лучей на рис. 7.

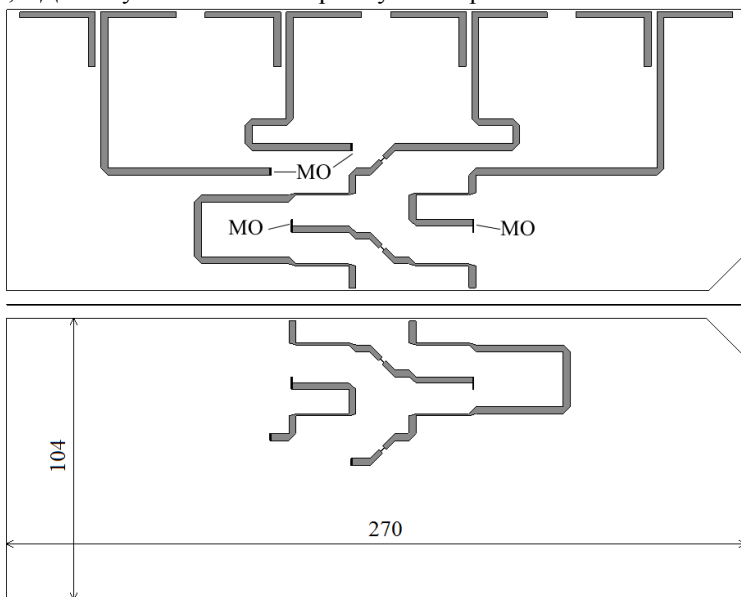


Рис. 6 – Топология центральной пленки

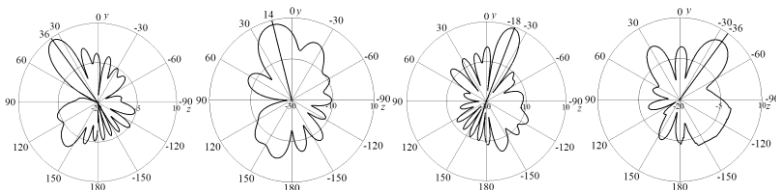


Рис. 7 – ДН излучения ФАР

Анализируя все данные представленные выше, приходим к выводу, что на выходе получилось рабочее устройство с приемлемыми параметрами в полосе частот $2,2 \pm 0,5$ ГГц.

Литература:

1. Butler J.L., Lowe R. Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas // Electronics Design – 1961. – Vol. 9, № 4. – P. 170–173.
2. Горбачев А.П., Паршин Ю.Н. Диаграммообразующая матрица Батлера 8×8 // Сборник трудов конференции «Наука. Промышленность. Оборона. 2018». Новосибирск. – 2018. – С. 267-269.
3. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Vol. 6, № 2. – P. 232–237.
4. Горбачев А.П. Синтез микроволновых устройств на связанных линиях передачи. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 414 с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

С.В. Попов, Г.Н. Девятков

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, devyatkovgn@mail.ru**

Работа посвящена разработке программного обеспечения для задачи синтеза широкополосных согласующе-фильтрующих устройств, связывающих произвольные иммитансы генератора и нагрузки в сосредоточенном реактивном электрическом элементном базисе.

The work is dedicated to developing a software for automating a method and algorithm for synthesis of broadband matching and filtering devices, that connect arbitrary immitances of the generator and the load in reactive lumped electric element base.

При проектировании радиоэлектронных устройств, входящих в состав различных систем, важное значение имеет решение задач широкополосного согласования в полосе рабочих частот, а также фильтрации с заданной формой частотной характеристики. Но обычно эти задачи разделяют и комплексно не рассматривают. Более того, при синтезе фильтров не учитывают поведение иммитансов генератора и нагрузки в полосах заграждения. Решение комплексной задачи позволит расширить функциональную нагруженность устройства, что может значительно упростить конструкцию радиотехнического изделия.

Таким образом, можно сказать, что согласующе-фильтрующие устройства (СФУ) имеют очень широкий диапазон применения в устройствах любого назначения, так как практически невозможно обойтись как без согласующих, так и без фильтрующих цепей. Данный вопрос до сих пор представляет собой актуальную проблему, решение которой играет важную практическую роль для упрощения структуры устройств.

Задача синтеза СФУ состоит в определении структуры и параметров широкополосного реактивного четырехполюсника, включенного между частотно-зависимыми иммитансами генератора и нагрузки, который одновременно обеспечит требуемые рабочие характеристики по согласованию и фильтрации.

Наилучшее решение получается, если придерживаться идеальной модели. Поэтому, чтобы определить начальную точку решения, значения параметров матрицы сопротивления (или проводимости) для идеального согласующего устройства (1) аппроксимируются выбранными физически реализуемыми функциями Z_{11} , Z_{22} , Z_{12} (или Y_{11} , Y_{22} , Y_{12}) в рабочей полосе частот [1]. Параметры (1) полностью определяются произвольными импедансами генератора Z_1 (Y_1) и нагрузки Z_2 (Y_2).

$$\begin{cases} Z_{11}(S) = -j \operatorname{Im} Z_1(S) + j \operatorname{Re} Z_1(S) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ Z_{22}(S) = -j \operatorname{Im} Z_2(S) + j \operatorname{Re} Z_2(S) \operatorname{ctg} \varphi(\omega); \\ Z_{12}(S) = \pm j \sqrt{\operatorname{Re} Z_1(S) \operatorname{Re} Z_2(S)} / \sin \varphi(\omega) \end{cases} \quad (1)$$

где $\varphi(\omega)$ – частотная зависимость фазы рабочего коэффициента преобразования; $S = j\omega$, ω – циклическая частота.

Частотная зависимость фазы $\varphi(\omega)$ рабочего коэффициента преобразования представляется степенным рядом, коэффициенты которого должны быть определены в процессе решения. Поиск параметров собственных функций проводится с помощью

итерационных методов, где ошибка аппроксимации сводится к минимуму:

$$g(\omega, x_m) = p_0 \sum_{j=1}^n \delta^2(\omega_{0,j}, x_m) + \sum_{i=1}^M p_i \sum_{j=1}^{N_i} |Z_{12}(\omega_{i,j})| \rightarrow \min, \quad (2)$$

$$\omega_{0,j} \in E_0, \omega_{i,j} \in E_i,$$

где E_0 – область рабочих частот; E_i – области фильтрации; p_i – весовые коэффициенты; $\delta^2(\omega, x_m)$ – квадрат величины суммарной ошибки, который можно записать как сумму взвешенных относительных ошибок аппроксимации; M – количество полос заграждения, N_i – количество дискретных точек в i -ой области заграждения, n – количество дискретных точек в полосе согласования; $x_m = x_{11} \cup x_{12} \cup x_{22}$ – вектор всех искоемых параметров.

Решение аппроксимационной задачи проводим с использованием итерационных методов нелинейного программирования [2]. Далее проводится оптимизация уже по рабочим характеристикам, в частности, по модулю коэффициента отражения $|\rho|$. Целевую функцию можно разделить на две части: первая характеризует уровень передаваемой мощности из генератора в нагрузку в рабочей полосе частот, а вторая отражает уровень фильтрации в каждой отдельной полосе заграждения (3).

$$f(x_m) = p_0 \max_{\omega \in E_0} |\rho(\omega, x_m)| + \sum_{i=1}^M p_i \max_{\omega \in E_i} \left| \frac{1}{\rho(\omega, x_m)} \right| \rightarrow \min, \quad (3)$$

Таким образом, представленная целевая функция (3) учитывает частотные характеристики иммитансов генератора и нагрузки не только в рабочей полосе частот, но и в полосах заграждения. Использование данной целевой функции позволяет просто и наглядно в интерактивном режиме улучшить начальное решение и найти оптимальный компромисс между согласованием и фильтрацией.

Результатом настоящей работы является самостоятельный программный продукт. Для этих целей используется среда программирования Microsoft Visual Studio, язык программирования C#. Исходными данными для задачи являются частотные зависимости импедансов или адмиттансов генератора и нагрузки, которые задаются в виде таблицы.

После решения задачи аппроксимации происходит оптимизация по рабочим характеристикам, где программой задаются весовые коэффициенты для выполнения требования по фильтрации при условии передачи максимума мощности. Весовые коэффициенты увеличиваются, пока требуемый уровень фильтрации не будет получен.

Если с текущей структурой собственных функций уровень передачи по мощности или уровень фильтрации не соответствует заданию, то решение начинается сначала с более сложной структурой собственных функций.

В качестве примера приведем результат синтеза СФУ в сосредоточенном элементном базисе в диапазоне частот $\omega_n' \div \omega_b' = 0,5 \div 1$ с использованием разработанного программного продукта. Импедансы генератора и нагрузки заданы в виде таблицы (Рисунок 1). При этом необходимо обеспечить фильтрацию $L_2 = -30$ дБ в диапазоне частот $\omega_n' \div \omega_b' = 0 \div 0.2$, и $L_3 = -30$ дБ на частоте $\omega' = 2$.

Исходные данные					
Импедансы генератора и нагрузки					
	ω	$\text{Re}[R_r]$	$\text{Im}[R_r]$	$\text{Re}[R_n]$	$\text{Im}[R_n]$
1	0	1	0	1	0
2	0.2	1.07	0.28	1.08	0.12
3	0.4	1.18	0.65	0.98	-0.16
4	0.6	1.31	0.71	0.68	-0.31
5	0.8	1.36	0.72	0.62	-0.48
6	1	1.4	0.81	0.58	-0.72
7	1.2	1.47	1.06	0.56	-0.97
8	1.4	1.56	1.23	0.54	-1.17
9	1.6	1.67	1.36	0.51	-1.29
10	1.8	1.82	1.45	0.47	-1.26
11	2	1.93	1.5	0.44	-1.18
*					

Рис. 1 – представление исходных данных для задачи синтеза СФУ

При решении данной задачи был использован Z-матричный аппарат. В результате итерационного процесса были получены следующие параметры согласующе-фильтрующей цепи: $G_{\min} = 0,9413$; $L_2 = -35,7$ дБ; и $L_3 = -30,75$ дБ. Рабочие характеристики и структура устройства представлены на рисунок 2 и рисунке 3 соответственно.

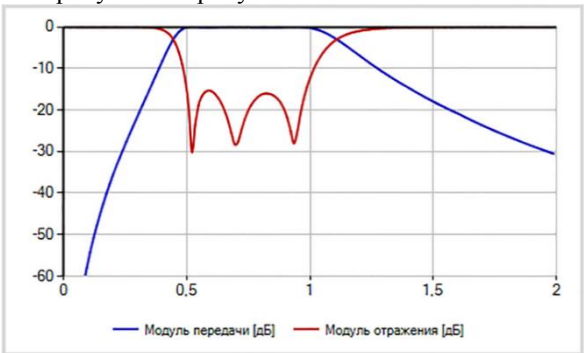


Рис. 2 – рабочие характеристики полученного СФУ

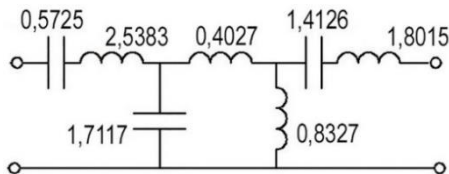


Рис. 3 – структура синтезированного СФУ

Таким образом, разработанное программное обеспечение позволяет синтезировать устройства с одновременным учетом требований по согласованию и фильтрации. Это дает разработчику возможность подойти к построению оптимальных широкополосных СВЧ-трактов на этапе проектирования за счет внутренней структуры устройства.

Литература:

1. Девятков Г.Н. Рабочие и собственные параметры согласующих четырехполосников // Научный вестник НГТУ. 2003. № 2. С. 165–172.
2. Himmelblau D.M. Applied Nonlinear Programming. – New York, McGraw-Hill, 1972, – 498 p.

КОМБИНИРОВАННАЯ СВЧ И ВЧ МОДУЛЯЦИЯ ТОКА ИНЖЕКЦИИ ДИОДНОГО ЛАЗЕРА ДЛЯ МНОГОЧАСТОТНОЙ НАКАЧКИ КПН РЕЗОНАНСОВ.

К.Н. Савинов, К.М. Сабакаръ, А.К. Дмитриев
Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск, kirill_sabakar98@mail.ru

Обнаружены режимы генерации диодного лазера, при которых на каждой из боковых полос зарегистрирована разрешенная ВЧ структура и достигнуто равенство интенсивностей боковых составляющих спектра, отстоящих друг от друга на частоту часового перехода в атоме рубидия-87.

Diode laser generation regimes were discovered in which an allowed RF structure was recorded on each of the side bands and the intensity of this side bands was equal, separated from each other by the clock transition frequency in the rubidium-87 atom.

Работы по повышению стабильности квантовых стандартов частоты проводятся непрерывно с момента создания мазеров и лазеров [1]. Одними из наиболее массовых являются рубидиевые часы на основе КПН резонансов, которые были предсказаны в [2], и практически сразу же зарегистрированы в ячейке с атомами натрия [3].

Наиболее распространённым источником накачки в настоящее время являются диодные лазеры с вертикальным резонатором, преимущество которых заключается в низком уровне потребления энергии и малых габаритах [4]. В то же время, диодные лазеры с внешним резонатором обладают существенно меньшей шириной линии (порядка 60 кГц) [5].

В работе [6] осуществлена оптическая накачка КПН резонансов в атомах рубидия при субгармонической синусоидальной частотной модуляции тока инжекции диодного лазера и зарегистрирован резонанс шириной 3 кГц на частоте часового перехода (6,834682613 ГГц).

Вместе с тем была продемонстрирована эффективная СВЧ накачка в диодном лазере с внешним резонатором, межмодовый интервал которого согласован с частотой часового перехода [7]. Однако наблюдавшееся отличие амплитуд боковых компонент будет приводить к световому сдвигу частоты КПН резонансов. В работе [8] описан способ снижения световых сдвигов за счет многочастотной накачки фемтосекундным лазером, однако, его использование приводит к низкому контрасту резонанса.

В представленной работе приведены результаты исследований спектра излучения диодного лазера ($\lambda=795$ нм) при совместной СВЧ и ВЧ модуляции тока инжекции с целью создания многочастотной накачки КПН резонансов.

На рис. 1 приведены спектры излучения исследуемого лазера при токе инжекции 56 мА, СВЧ модуляции мощностью 16 дБм на частоте 3,4 ГГц для различных амплитуд ВЧ сигнала на частоте 68 МГц. Равенство амплитуд боковых полос, необходимое для снижения световых сдвигов в КПН резонансах, достигается при ВЧ модуляции - 2,5 дБм (красные кривые).

Как видно из рис. 1 а, в отсутствие ВЧ модуляции интенсивность низкочастотной СВЧ составляющей спектра больше, чем высокочастотной, что может быть связано с совместным действием частотной и амплитудной модуляции [7]. С ростом мощности ВЧ модуляции отношение амплитуд высокочастотной полосы к низкочастотной возрастает и при -2,5 дБм достигает единицы, а амплитуды полос в высокочастотной области увеличиваются.

"Проседание" одной из ВЧ компонент на высокочастотной боковой полосе (Рис. 1 б), по-видимому, связано с наличием амплитудной модуляции, сопровождающей частотную, и нелинейной зависимостью мощности от тока инжекции.

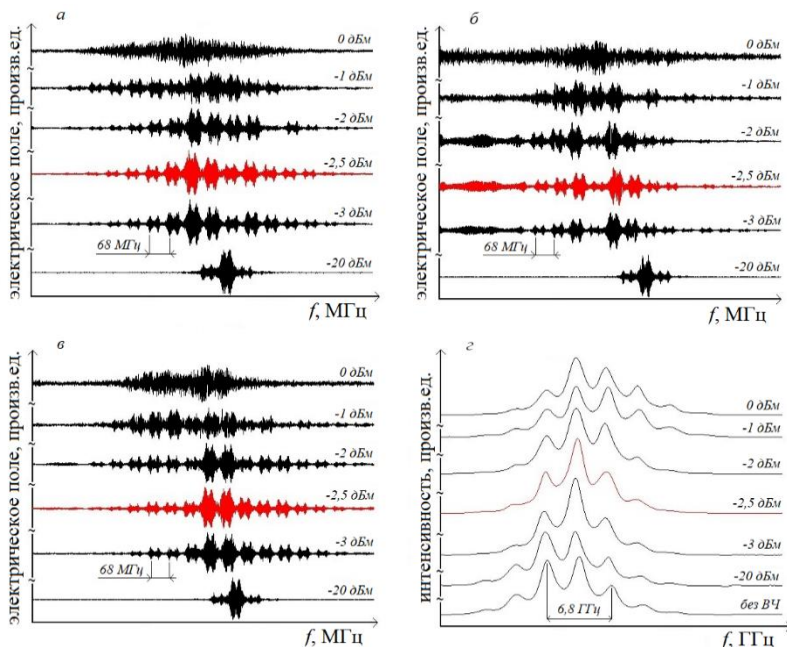


Рис. 1 – Спектры излучения при токе 56 мА с одновременной СВЧ (3,4 ГГц, 16 дБм) и ВЧ (68 МГц) модуляцией в зависимости от частоты ВЧ модуляции

При увеличении частоты модуляции до 100 МГц ширина спектра на каждой из полос по уровню 10% от максимума достигает значения 1 ГГц. Принципиально картина аналогична частоте модуляции 68 МГц: при мощности модуляции -3,4 дБм удается достичь равенства амплитуд боковых полос (Рис. 2г, красная кривая) и зарегистрировать при этих параметрах разрешенную ВЧ структуру (Рис. 2а, б, в, красная кривая); на высокочастотной СВЧ полосе наблюдается проседание амплитуды одной из ВЧ компонент (Рис. 2б); с увеличением мощности ВЧ модуляции возрастает амплитуда высокочастотных СВЧ полос первого, второго и третьего порядков.

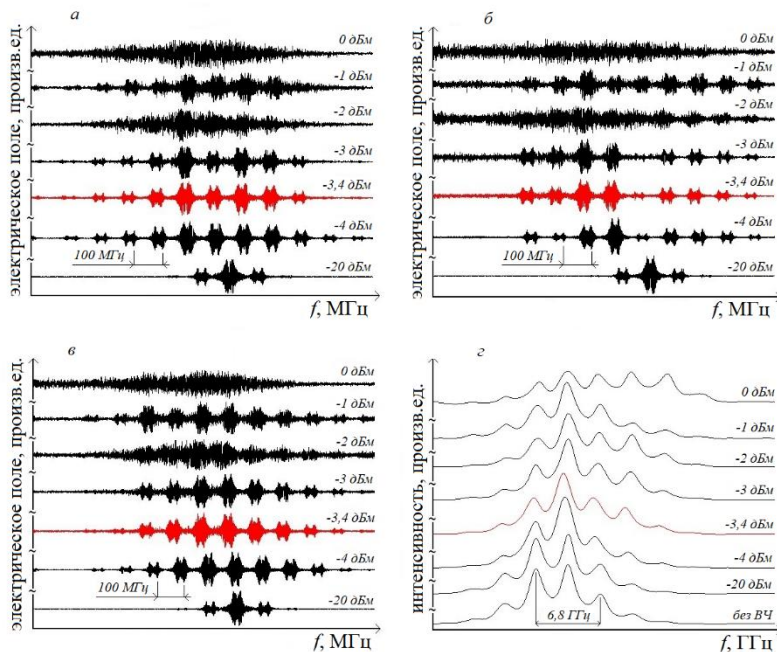


Рис. 2 – Спектры излучения исследуемого лазера с током инжекции 56 мА при одновременной СВЧ (3,4 ГГц, 16 дБм) и ВЧ (100 МГц) модуляции в зависимости от амплитуды ВЧ модуляции

В отличие от спектров при частоте модуляции 68 МГц, биения на всех полосах (Рис. 3а, б, в) размываются при мощности модуляции -2 дБм, затем вновь становятся разрешенными (-1 дБм) и размываются окончательно (0 дБм). Это возможно связано с взаимным влиянием ВЧ компонент различных полос спектра.

При токах инжекции 53 мА и 54 мА тонкая структура наблюдается при слабых ВЧ сигналах. Однако при достижении равенства амплитуд боковых СВЧ полос структура размывается.

Совместная СВЧ и ВЧ модуляция тока инжекции лазерного диода ($\lambda=795$ нм) позволила реализовать режим генерации с равными по интенсивности боковыми полосами спектра, разнесенными на $\pm 3,4$ ГГц, когда каждая из полос имеет ВЧ структуру шириной порядка 1 ГГц, что может быть использовано для снижения полевых сдвигов КПН резонансов и, следовательно, позволит повысить стабильность стандартов частоты.

Литература:

1. Arimondo E., Orriols G. Nonabsorbing atomic coherences by coherent two-photon transitions in a three-level optical pumping // Lettere Al Nuovo Cimento. – 1976. – №17. – 333 p.
2. Alzetta G., Gozzini A., Moi M., Orriols G. Experimental-Method for Observation of Rf Transitions and Laser Beat Resonances in Oriented Na Vapor // Nuovo Cimento. – 1976. – №36. – P. 5.
3. Knappe S., Schwindt P., Shah V., Hollberg L., Kitching J., Liew L., Moreland J. A chip-scale atomic clock based on 87Rb with improved frequency stability // Optics Express. – 2005. – №4. – P. 1249-1253.
4. Vassiliev V. V., Zibrov S. A., Velichansky V. L. Compact extended-cavity diode laser for atomic spectroscopy and metrology// Review of Scientific Instruments. – 2006. – №77. – P.1-4.
5. Cyr N., Têtu M., Breton M. All-optical microwave frequency standard: a proposal // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 1993. – №42. – P. 640.
6. Исакова А.А., Савинов К.Н., Головин Н.Н., Алтынбеков Н.Ж., Вишняков В.И., Дмитриев А.К. Особенности режимов генерации полупроводникового лазера с внешним резонатором при СВЧ модуляции // Quantum electronics. – 2017. – Т. 47. – №7. – С. 610-613.
7. Baklanov E.V., Bagayev S.N., Dmitriev A.K., Taichenachev A.V., Yudin V.I. Optical frequency standard based on the coherent population trapping resonance // Laser Physics. – 2014. – Т. 24. – №7. – P. 074007.

ЧАСТИЧНО-КОГЕРЕНТНЫЙ МАТРИЧНЫЙ ИМИТАТОР ЭХОСИГНАЛОВ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Т.И. Сабитов, А.В. Киселев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sti0@mail.ru**

В данной работе рассматривается возможность использования матричных имитаторов, сфокусированных на две точки приема, для частично-когерентного моделирования распределенных объектов. Осуществлена апробация сфокусированной конфигурации коррелированных излучателей с помощью численных экспериментов.

In this paper we consider the possibility of applying matrix simulators focused on two receiving points to partially coherent modeling of distributed objects. The focused configuration of the correlated emitters was tested with numerical experiments.

Полунатурное моделирование радиолокационной обстановки в лабораторных условиях находит применение в разработке и тестировании современных радиолокационных систем (РЛС). Для имитации эхосигналов от реальных объектов применяют различные имитаторы, среди которых наибольшее распространение получили матричные [1-4] (МИ). МИ в простейшем случае представляет собой конфигурацию из двух изотропно излучающих точек, расположенных равноудаленно от фазового центра приемной антенны.

Для имитации эхосигналов двухпозиционных систем излучатели МИ фокусируют. Их располагают так, чтобы разность фаз сигналов в обеих точках приема была кратна 2π , то есть $R_{1A} - R_{2A} = n\lambda$ и $R_{1B} - R_{2B} = k\lambda$, где n и k – целые числа, λ – длина волны эхосигнала (Рис. 1).

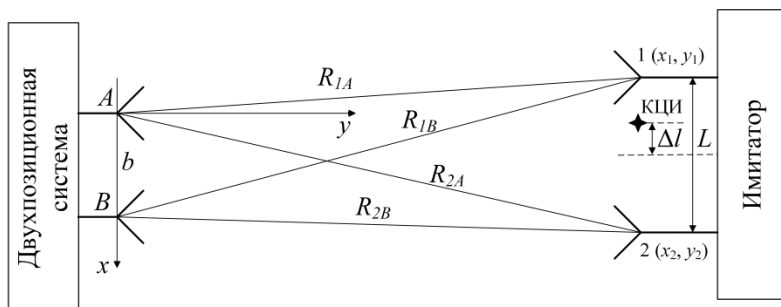


Рис. 1 – Матричный имитатор из двух излучателей применительно к двухпозиционной системе (R_{st} – расстояние от s -го излучателя до t -ой приемной антенны)

При этом различной степенью затухания амплитуд сигналов пренебрегают, так как разность расстояний от излучателей до t -ой приемной антенны составляет несколько длин волн. Известные способы фокусировки излучателей на две приемные точки, обеспечивающие синфазность сигналов в обеих точках, описаны в литературе [4].

Неразрешаемые антеннами испытываемой системы излучатели формируют излучение кажущегося центра излучения (КЦИ), который замещает цель в заданном угловом положении. Учитывая вышесказанное, антенны наблюдают КЦИ в одной и той же точке, координата которой определяется соотношением [5]:

$$\Delta\xi = \frac{\Delta l}{L/2} = \frac{(E_2/E_1)^2 - 1}{1 + 2(E_2/E_1)\cos(\varphi_2 - \varphi_1) + (E_2/E_1)^2}, \quad (1)$$

где E_2 и E_1 – амплитуды излучаемых сигналов в точке приема, φ_2 и φ_1 – фазы сигналов в точке приема, Δl – расстояние между КЦИ и центром матрицы, L – расстояние между излучателями (Рис. 1), $\varphi_2 = \varphi_1 = 0$.

До настоящего времени апробация матриц, сфокусированных на две точки приема, осуществлялась путем имитации КЦИ в разных угловых положениях в соответствии с (1) [4]. Логично, что для адекватной матрицы антенны испытываемой системы наблюдали цель в одной и той же точке. Однако для имитации отражений от распределенных объектов (поверхность земли, метеорологические образования) целесообразно запитывать излучатели случайными коррелированными сигналами с нормальным распределением мгновенных значений [3,5]. При этом наблюдаются флуктуации КЦИ, формирующие угловой шум реального распределённого объекта [5]. Цель данной работы – обосновать возможность использования частично-когерентных сигналов в матричном имитаторе, сфокусированном на две точки приема.

Плотность распределения вероятности (ПРВ) угловых шумов описывается следующим выражением [5]:

$$W(\Delta\xi) = \mu \sqrt{2 \left(1 + \mu^2 (\Delta\xi - m)^2 \right)^{3/2}}, \quad (2)$$

где m – математическое ожидание, μ – параметр, определяющий ширину распределения.

Параметр распределения m определяет угловое положение объекта, а параметр μ – протяженность объекта вдоль угловой координаты. В качестве критерия адекватности моделирования примем совпадение параметров ПРВ имитируемых угловых шумов для распределенного объекта и замещающей его модели для обеих точек приема.

Характеристики сигналов, излучаемых двухточечной конфигурацией, определяют параметры ПРВ (2) [5]:

$$\frac{\gamma^2 - 1}{1 + 2r\gamma + \gamma^2} = m, \quad \frac{1 + 2r\gamma + \gamma^2}{2\gamma\sqrt{1 - r^2}} = \mu, \quad (3)$$

где γ^2 – отношение мощности сигнала 2-го излучателя к мощности сигнала 1-го излучателя, r – коэффициент корреляции сигналов.

Сфокусированная на две точки приема конфигурация МИ обеспечивает синфазность сигналов в этих точках. В результате использования случайных сигналов приемные антенны получают на вход сигналы с одинаковыми коэффициентами взаимной корреляции. Это обосновывается следующей функциональной зависимостью [6]:

$$r = \frac{\operatorname{Re}[\dot{\rho}(\Delta\varphi)]}{2\sigma_1\sigma_2}, \quad (4)$$

где $\dot{\rho}(\Delta\varphi) = M[\dot{S}_1\dot{S}_2^*]e^{j\Delta\varphi}$ – коэффициент корреляции комплексных огибающих сигналов, $\Delta\varphi$ – разность начальных фаз принимаемых сигналов.

Вместе с тем практически не изменяются мощностные соотношения, так как разность расстояний, проходимых электромагнитными волнами, составляет несколько длин волн. Таким образом, в соответствии с (4) в обеих точках приема должны наблюдаться угловые шумы с равными параметрами функции распределения (2).

Осуществим апробацию сфокусированной конфигурации частично-когерентного МИ с помощью численного эксперимента. Начальное условие: $b = 1$ м, $\lambda = 0,03$ м. Задаем координаты первого излучателя $x_1 = -0,5$ м, $y_1 = 3$ м. С помощью известных выражений [4] рассчитываем координаты второго излучателя, стараясь обеспечить симметрию конфигурации: $x_2 = 1,51$ м и $y_2 = 2,98$ м.

Формируем отсчеты коррелированных случайных сигналов, квадратурные компоненты которых – нормальные случайные процессы с нулевым средним. Количество отсчетов $N = 10^7$. Отношение мощностей излучаемых сигналов γ^2 и коэффициент корреляции r определяются из (3) для задаваемых m и μ .

Положение КЦИ в текущий момент времени определялось по известному пеленгационному соотношению [7].

Для задаваемых параметров ПРВ угловых шумов $(m, \mu) = \{(-0,3, 2), (0, 2,5), (0,6, 1,7)\}$ получены следующие результаты численных экспериментов. Оценки параметров для антенны A : $(m_A, \mu_A) = \{(-0,3, 1,998), (0, 2,501), (0,601, 1,7)\}$. Для антенны B : $(m_B, \mu_B) = \{(-0,3, 1,998), (0, 2,501), (0,601, 1,7)\}$. Видим, что в обеих точках приема угловые шумы наблюдаются с одинаковыми задаваемыми вероятностными характеристиками.

Таким образом, сфокусированные на две приемные точки конфигурации МИ могут быть использованы для частично-когерентного имитационного моделирования распределённых объектов, наблюдаемых двухпозиционной системой.

Литература:

1. Analysis and Correction of Triad Field Angle Error in Array Radio Frequency Simulation / Li Hua, Zhou Jianjiang, Pan Minghai, Zhao Hanwu // Future Communication, Computing, Control and Management. – 2012. – Vol. 2. – P. 125–134.

2. Киселев А.В., Тырыкин С.В. Малоточечная модель фрагмента неоднородной поверхности Земли // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 2016. – № 4. – С. 32–40.

3. Никулин А.В., Степанов М.А. Замещение распределенного объекта трехточечной геометрической моделью // Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – вып. 2. – С. 77-86.

4. Сабитов Т.И., Киселев А.В. Имитация эхосигналов двухпозиционных систем с использованием когерентных излучателей // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетеchnическая. - 2019. - вып. 4. - С. 42-46.

5. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.

6. Денисенко А.Н. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: АРИ, 2007. – 200 с.

7. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛЕЙ ПЛАНАРНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ В ОБЛАСТИ СРЕДНИХ И ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Д.А. Гурина, А.С. Сальников

**Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники,**

г. Томск, andrei.salnikov@main.tusur.ru

В настоящей работе исследованы планарные катушки индуктивности. Для экспериментального исследования были изготовлены образцы планарных катушек индуктивности в слое меди на текстолите методом контактной литографии. В ходе экспериментальных исследований были проведены измерения полного сопротивления в частотном диапазоне до 10 МГц. Было выполнено моделирование катушек в виде эквивалентных схем. Были исследованы две основные схемы, моделирующие скин-эффект в катушке индуктивности и показана связь параметров с физическими величинами. Модели сравнены между собой.

At this work planar spiral inductors were investigated. For experimental studies spiral inductor samples were fabricated in the copper film on laminate using contact photolithography. During experimental studies impedance of the fabricated samples

were measured in a range up to 10 MHz. Equivalent circuits model was extracted. The two commonly used equivalent circuit were investigated and relation between EC values and physical quantities were shown. Two models were compared.

Индуктивность – это пассивный элемент электрической цепи. Её используют для беспроводной передачи энергии, в цепях питания транзисторов, в частотно-избирательных цепях, ряде датчиков и т.д. В гибридных интегральных схемах и печатных платах широко используются планарные спиральные катушки индуктивности.

Основными параметрами плёночной индуктивности являются: индуктивность (L), добротность (Q), резонансная частота. Добротность характеризует потери, которые возникают в катушках индуктивности из-за паразитных эффектов [1]. Для моделирования элементов электрических схем, в том числе катушки индуктивности используются эквивалентные схемы (ЭС).

Из литературы известны следующие физические эффекты в планарных катушках индуктивности. Собственная индукция возникает в любом проводнике, по которому протекает переменный ток, взаимная индукция возникает из-за взаимодействия между витками спирали. Существенную роль играют потери. Потери в спирали обусловлены омическим (активным) сопротивлением, которое возрастает с ростом частоты из-за скин-эффекта, суть которого состоит в вытеснении тока в поверхностные слои проводника. Дополнительно в спирали проявляется эффект близости, суть которого состоит в вытеснении тока под воздействием магнитного поля к периферии витка. В проводящих подложках, возникают наведенные вихревые токи. Все эти механизмы снижают добротность интегральных пассивных катушек [2]. Между витками планарной катушки также образуется паразитная емкость, которая ограничивает частотный диапазон элемента.

Для целей исследования методом контактной фотолитографии в предварительно сформированном слое проводника (на текстолите в слое меди) были изготовлены несколько образцов планарных катушек индуктивности. Была выбрана прямоугольная спираль. Образец, рассматриваемый в работе, имеет 3 витка, внешний диаметр 31 мм, спираль имеет шаг 5 мм, ширину 3 мм и толщину 50 мкм. В ходе экспериментального исследования измерялась частотная зависимость полного комплексного сопротивления (импеданса) изготовленных образцов с помощью измерителя иммитанса Е-28. Измерения проводились в диапазоне от 50 кГц до 10 МГц.

Следующей задачей было математическое моделирование измеренных характеристик. В исследуемом частотном диапазоне влиянием паразитной емкости можно пренебречь. Исследования показали, что пренебречь скин-эффектом нельзя, т.к. в этом случае

рассчитанное значение среднеквадратичного ошибки (СКО) модели получается выше в 8 раз.

Для описания скин-эффекта в спирали катушки индуктивности чаще всего используются схемы, приведенные на рис. 1 [3,4].

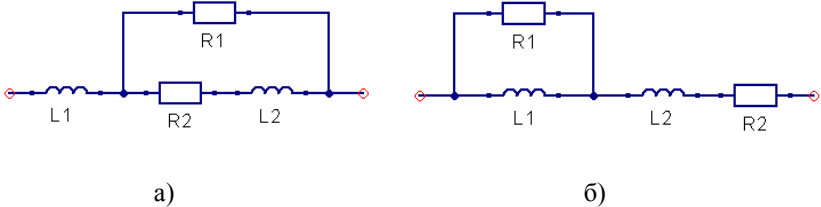


Рис. 1 – ЭС моделирования скин-эффекта в планарных катушках индуктивности

Полное сопротивление катушки Z можно представить как:

$$Z = R_{eff} + j\omega L_{eff}, \quad (1)$$

где R_{eff} – эффективное сопротивление, L_{eff} – эффективная индуктивность.

Эффективные значения сопротивления и индуктивности удобны для анализа частотной зависимости. Проанализируем полное сопротивление схем с тем, чтобы понять, как можно рассчитать ее элементы.

Полное сопротивление схемы, приведенной на рис. 1а, составляет:

$$Z = j\omega L1 + \frac{R1(R2 + j\omega L2)}{R1 + R2 + j\omega L2}. \quad (2)$$

Физический смысл параметров можно определить, взяв за отправные параметры следующие величины, будем называть их ключевыми параметрами:

$$\begin{aligned} R_{низ} &= R_{eff} \text{ при } \omega \rightarrow 0, L_{низ} = L_{eff} \text{ при } \omega \rightarrow 0, \\ R_{верх} &= R_{eff} \text{ при } \omega \rightarrow \infty, L_{верх} = L_{eff} \text{ при } \omega \rightarrow \infty. \end{aligned} \quad (3)$$

Применяя условия $\omega \rightarrow \infty, \omega \rightarrow 0$ к формуле (2), можно определить следующие соотношения:

$$R1 = R_{верх}; R2 = \frac{R1 \cdot R_{низ}}{R1 - R_{низ}}; L1 = L2 = \frac{L_{низ}}{1 + \frac{R1^2}{(R1 + R2)^2}}. \quad (4)$$

Как видно из выражений (4), не все элементы ЭС имеют выраженный физический смысл, но все же могут быть выражены через ключевые параметры.

Далее сделаем аналогичные преобразования для ЭС на рис. 1б. Полное сопротивление этой схемы:

$$Z = \frac{R1j\omega L1}{R1 + j\omega L1} + R2 + j\omega L2. \quad (5)$$

Применяя условия $\omega \rightarrow \infty, \omega \rightarrow 0$ к формуле (5), получим:

$$R2 = R_{\text{низ}}; R1 = R_{\text{верх}} - R2; L2 = L_{\text{верх}}; L1 = L_{\text{низ}} - L2. \quad (6)$$

Как видим, для этой ЭС элементы уже имеют явный физический смысл, связанный с введенными ключевыми параметрами.

Для построения моделей будем использовать полученные соотношения (4) и (6). В качестве приближения к нулю и бесконечности возьмем нижнюю и верхнюю границу из измеренного диапазона частота. Результаты построения моделей представлены на рис. 2, рис. 3.

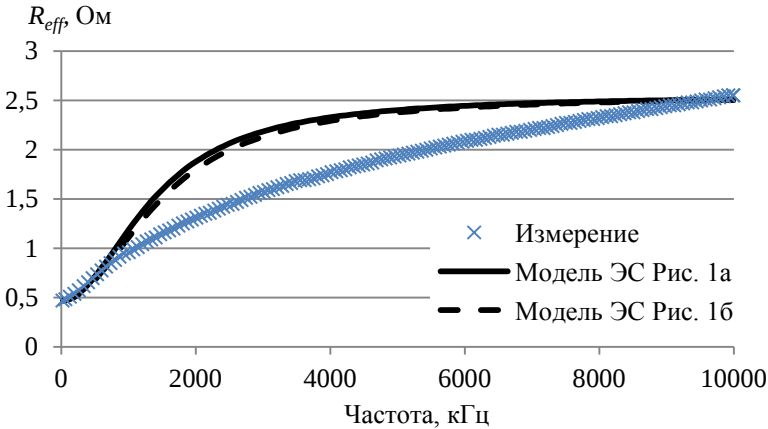


Рис. 2 – Сравнение смоделированного и измеренного R_{eff}

Для построенных моделей рассчитана среднеквадратичная ошибка по R_{eff} и L_{eff} , полученные значения составили 5,8 и 5,12 для ЭС на рис. 1а и рис. 1б, соответственно.

Таким образом, в данной статье показано, что при моделировании катушек индуктивности в диапазоне средних и высоких частот необходимо учитывать скин-эффект. Стоит отметить, что в этом диапазоне эффект более выражен, потому что в СВЧ-диапазоне сказывается множество факторов, например, сильно искажает картину межвитковая емкость. Приведены эквивалентные схемы и связь их параметров с физическими величинами (L_{eff} и R_{eff} на постоянном токе и на высоких частотах). Продемонстрирована построенные модели, модели сравнены по точности.

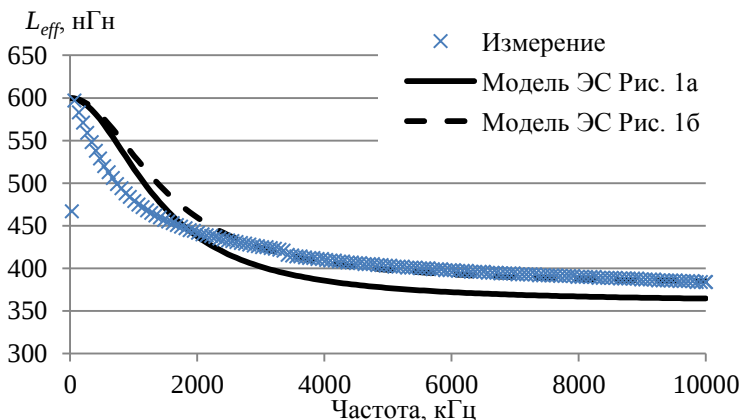


Рис. 3 – Сравнение смоделированного и измеренного L_{eff}

Литература:

1. Bahl I.J. Lumped elements for RF and microwave circuits. – Artech house, 2003.
2. Aguilera J., Berenguer R. Design and test of integrated inductors for RF applications. – Springer Science & Business Media, 2003.
3. Chen H.H. et al. Accurate systematic model-parameter extraction for on-chip spiral inductors //IEEE Transactions on Electron Devices. – 2008. – Т. 55. – №. 11. – С. 3267-3273.
4. Gil J., Shin H. A simple wide-band on-chip inductor model for silicon-based RF ICs //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Т. 51. – №. 9. – С. 2023-2028.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЛЕНОЧНЫЙ СВЧ АТТЕНУАТОР

Т.В. Сгибнева, В.П. Разинкин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sgibneva.toma@mail.ru**

Разработан пленочный многоэлементный СВЧ аттенуатор высокого уровня мощности с полосой рабочих частот 0-6 ГГц. Составлена электрическая эквивалентная схема в сосредоточенном элементном базисе и произведён расчёт частотных характеристик.

A high-power film multi-element microwave attenuator with a working frequency band of 0-6 GHz was developed. An electrical equivalent circuit was compiled in a concentrated elemental basis and the frequency characteristics were calculated.

I. ВВЕДЕНИЕ

Телекоммуникационные системы и ИТ технологии – основа развития современной экономики и социальной сферы. Для обеспечения большой дальности беспроводной передачи высокоскоростных данных широко используются радиосредства в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн (технология Wi-Fi, WiMAX). Для контроля функционирования радиоканала высокоскоростных телекоммуникационных систем необходимы измерительные attenuаторы и нагрузки (эквиваленты антенн) с помощью которых подключаются измерительные приборы к радиопередающим устройствам с большой выходной мощностью. К таким измерительным attenuаторам предъявляются повышенные требования к качеству согласования и уровню неравномерности вносимого ослабления в широкой полосе частот.

В связи с этим актуальной является разработка новых схемотехнических и конструктивных решений для сверхширокополосных мощных attenuаторов, обладающих хорошей технологичностью в процессе изготовления.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – разработка пленочного многоэлементного СВЧ attenuатора высокого уровня мощности с полосой рабочих частот 0-6 ГГц с малой неравномерностью АЧХ.

Пленочный многоэлементный СВЧ attenuатор выполнен по микрополосковой технологии, то есть с использованием планарных пленочных резисторов. Для обеспечения высокого качества согласования необходимо разработать согласующие-корректирующие цепи для планарных пленочных резисторов. На следующем этапе необходимо провести исследование частотных свойств многоэлементного пленочного СВЧ attenuатора.

III. МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ ПЛЕНОЧНЫЕ СВЧ АТТЕНУАТОРЫ

Для построения широкополосных attenuаторов в данной работе предложено использовать декомпозиционный подход, состоящий в разбиении исходного резистора на несколько одинаковых последовательно соединенных планарных плёночных резисторов, находящихся на некотором расстоянии друг от друга на общей диэлектрической подложке. Предлагаемое схемотехническое решение за счёт применения внутренних согласующих элементов, включенных между отдельными одинаковыми резисторами меньшей площади,

обеспечивает существенное расширение рабочего частотного диапазона.

Многочастотный аттенуатор состоит из плёночных резисторов, включённых по Т-образной согласованной схеме [1]. Первый резистор R данной структуры, на котором рассеивается основная входная СВЧ мощность, выполним в виде N -последовательно соединённых резисторов, сопротивление каждого из которых равно $R_f = R / N$.

Каждый плёночный резистор обладает паразитной ёмкостью C , которую можно разбить на две равные составляющие для двух половин резистора. Для обеспечения режима согласования между последовательно соединёнными плёночными резисторами включены внутренние согласующие индуктивные элементы. Они совместно с паразитными ёмкостями плёночных резисторов образуют фильтры нижних частот. На входе аттенуатора дополнительно включен конденсатор с ёмкостью $C/2$, который вместе с крайней индуктивностью и паразитной ёмкостью первого плёночного резистора образует внешнюю согласующую цепь. Для обеспечения максимальной полосы рабочих частот в качестве согласующей цепи применен чебышевский фильтр. Именно фильтры Чебышёва обеспечивают наименьшее отклонение АЧХ от идеальной формы. Это обусловлено ортогональностью полиномов Чебышёва при использовании соответствующих весовых коэффициентов и функций [2].

Значения ёмкостей C_f и индуктивностей L_f для чебышёвского фильтра нижних частот определяются из выражений [3]:

$$C_f = \frac{\alpha_1}{2\pi \cdot \Delta f \cdot R_1}, \quad L_f = \frac{\alpha_2 \cdot R_1}{2\pi \cdot \Delta f}, \quad (1)$$

где Δf - полоса рабочих частот ФНЧ; R_n - сопротивление n -го ФНЧ; α_1 - первый элемент нормированного чебышёвского ФНЧ; α_2 - второй элемент нормированного чебышёвского ФНЧ.

Выражение для полосы рабочих частот ФНЧ имеет вид

$$\Delta f = \frac{\alpha_1}{2\pi \cdot R_n \cdot C_f}. \quad (2)$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В схемотехническом редакторе демонстрационной версии компьютерной программы “Microwave Office” была сформирована эквивалентная схема СВЧ аттенуатора, с результирующим вносимым ослаблением 20 дБ. Схема представлена на рис. 1. Входной резистор исходной Т-образной схемы согласованного аттенуатора разбит на 3

декомпозиционных элемента ($N=3$). На рис. 1 приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) широкополосного пленочного СВЧ аттенуатора 20 дБ.

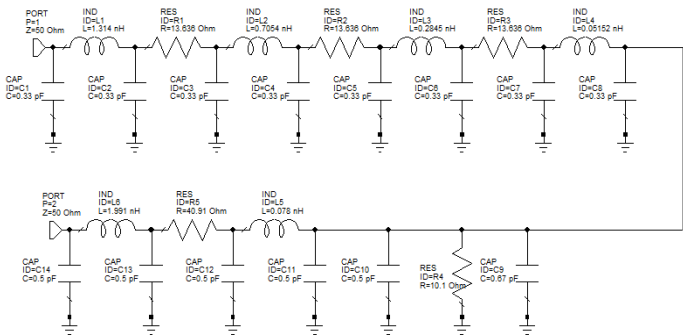


Рис. 1 – Эквивалентная схема пленочного СВЧ аттенуатора 20 дБ

Рис. 2 показывает, что после 4 ГГц происходит заметное уменьшение коэффициента передачи. Для устранения этого эффекта была введена корректирующая индуктивность в середине Т-образной структуры. Как показали результаты моделирования, введение корректирующей индуктивности слабо влияет на согласование, при этом неравномерность коэффициента передачи в полосе частот 0-6 ГГц составила не более 0,1 дБ.

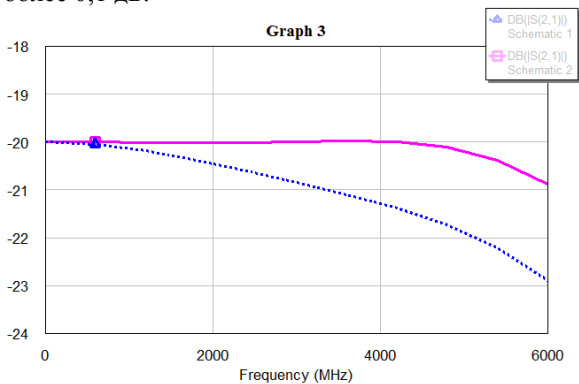


Рис. 2 — АЧХ пленочного СВЧ аттенуатора 20 дБ с корректирующей индуктивностью и без корректирующей индуктивности

У. ВЪВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные исследования показали, использование внутренних согласующих и корректирующих индуктивных элементов позволяет практически независимо регулировать качество согласования и неравномерность АЧХ. Показано, что многоэлементные аттенюаторы на пленочных резисторах с паразитной емкостью 0,5-0,7 пФ работают в полосе частот 0-6 ГГц.

Литература:

1. Вольман В.И., Бахарев С.И. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств, 1982. – 328 с.
2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Перевод с англ. под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. — М.: Связь, 1972. — 496 с.
3. Ханзел Г.Е. Справочник по расчету фильтров. США, 1969. Пер. с англ., под ред. А.Е. Знаменского. М., «Сов., радио», 1974. – 288 с.
4. Богомолов П.Г. Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенюаторах, 2016.-133с.
5. Э. Унру. Компьютерное моделирование микроволновых устройств: учеб. пособие, 2011. – 160 с.

АППАРАТУРА БЕСКОНТАКТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗОН ТРЕЩИНОВАТОСТИ В МАССИВЕ ГОРНЫХ ПОРОД

И.И. Смирнягин, А.А. Бизяев

**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования Новосибирский государственный
технический университет, bizyaev@ngs.ru**

Обсуждаются вопросы построения аппаратуры для прогнозирования динамических проявлений горного давления методом электромагнитного излучения. Приведены результаты натурных испытаний, показаны осциллограммы, зарегистрированные на разных участках горной выработки. Показано, что на исследуемых участках горной выработки шахты им. С.М. Кирова опасными являются динамические проявления в виде стреляния, а в глубине выработки не происходит рост трещин, которые могут проявиться в виде горного удара.

The issues of constructing equipment for predicting the dynamic manifestations of rock pressure by the method of electromagnetic radiation are discussed. The results of field tests are shown, the oscillograms recorded at different sections of the mine are

shown. It is shown that in the studied areas of the mine working mine them. S.M. Kirov dangerous are dynamic manifestations in the form of shooting, and in the depths of the development there is no growth of cracks that can manifest themselves in the form of a rock shock.

Один из перспективных и малоизученных бесконтактных методов прогнозирования динамических проявлений горного давления является метод электромагнитного излучения. Суть метода заключается в том, что при разрушении горной породы наблюдается электромагнитное излучение, по характеристикам которого можно говорить о характере нарушения сплошности в массиве горной выработки. Для данного метода были разработаны регистраторы электромагнитного излучения, но эта аппаратура не позволяет проводить частотный анализ, поскольку оперирует только интегральной составляющей сигнала [1], но один из ключевых параметров при прогнозировании динамических проявлений горного давления является спектр сигнала. Так было показано [2], что при приближении спектра сигнала для породы мрамора к 500 кГц, происходит лавинообразное обрушение. Институтом горного дела СО РАН совместно с Новосибирским государственным техническим университетом был разработан регистрационно-диагностический комплекс РЭМИ-4С. Комплекс состоит из портативного регистратора и программного обеспечения, показанных на рисунке 1. Регистратор оснащен энергонезависимой памятью для записи и хранения регистрируемых сигналов, а также графическим индикатором, позволяющим наблюдать результаты измерений в реальном времени. Сохраненную регистратором информацию подробно анализировать и визуализировать с помощью программного обеспечения.

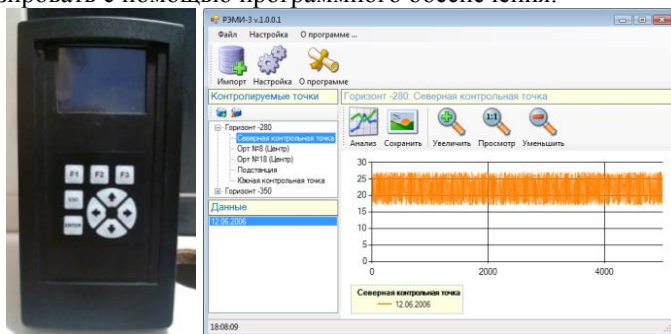


Рис. 1 – Внешний вид регистратора и программного обеспечения электромагнитного излучения РЭМИ-4С

Технические характеристики:

- Чувствительность антенны, при отношении сигнал/шум 40 дБ 6мВ/м
- Выходное напряжение антенны, соответствующее напряженности электрического поля 6 мВ/м 10мкВ
- Рабочий диапазон частот антенны 10 кГц ÷ 250кГц
- Разрядность АЦП 12
- Интервал усреднения показаний на индикаторе 1/4 с
- Объем энергонезависимой памяти 32 Гб
- Тип компьютерного интерфейса Secure Digital
- Время непрерывной регистрации 36 часов
- Масса с элементами питания (аккумуляторы) 300 г
- Клиентская операционная система Windows
- Тип поддерживаемых баз данных MicrosoftSQLServer,

MicrosoftAccess

Данный прибор был апробирован шахте им. С. М. Кирова, АО «СУЭК-КУЗБАСС», расположенная в г. Ленинск-Кузнецке, Кемеровской области. Категория шахты по метану — сверхкатегорийная. Работы по выявлению опасных зон проводились в продуктивных пластах: пл. «Болдыревский» — мощностью 1,8-2,4 м, угле залегания от 0 до 10°; пл. «Поленовский» — мощностью 1,4-1,8 м, угле залегания от 0 до 12°. Абсолютнаягазообильность шахты — 181,7 м3/мин. На шахте две действующие лавы по добыче угля, 4 проходческих забоя. Исследования проводились в лаве 25-101, проходческом забое ЦМПШ 25-03, капитальных выработках, вентиляционной печи 25-97 в зоне геологического нарушения и влияния лавы 25-101. Результаты замеров прибором РЭМИ-4С с интеграцией на интервале 1 мс фиксировались, а сигнальная составляющая на интервале 15 секунд записывалась в память. Из осциллограмм, записанных прибором РЭМИ-4С видно, что в тех местах, где наблюдается повышенное трещинообразование и обрушение, период одиночных импульсов увеличивается с 5 мс до 100 и более. В местах, где наблюдается обильное шелушение, амплитуда сигнала увеличивается с 5 мВ до 20мВ, непосредственно вблизи источника. В процессе профилирования горной выработки приборами РЭМИ-4С пикеты выбирались на интервале 50 метров. Был найден участок, на котором наблюдалось превышение фоновой составляющей более чем в 10 раз. В ходе проведения измерений произошло динамическое проявление горного давления в виде стреляния, после чего значения приборов приблизились к фоновым.

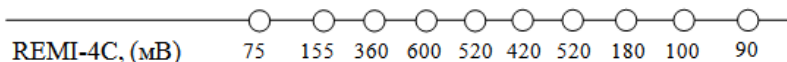


Рис.2 – Профилирование горной выработки на участке сопряжения с лавой

Выводы:

1. Разработано новое оборудование регистрации электромагнитного излучения с энергонезависимой памятью и графическим экраном, способное отображать характер сигнала электромагнитного излучения на исследуемом участке горной выработки в реальном времени.

2. Проведены натурные исследования участка горной выработки, при помощи оборудования РЭМИ-4С. Показано, что на исследуемых участках массива горных пород порода не способна накапливать опасные механические напряжения способные проявиться в виде горного удара, но способна накапливать механические напряжения проявляющиеся в виде шелушения и стреляния.

3. В местах с вероятным проявлением горного давления наблюдается превышение фоновой составляющей более чем в 10 раз.

Работа выполнена при финансовой поддержке конкурса «УМНИК», договор 0045347.

Литература:

1. Яковицкая Г.Е. Прогноз динамических проявлений массива горных пород на основании регистрации сигналов электромагнитного излучения // Физические проблемы разрушения горных пород. Сб. трудов третьей международной научной конференции 9–14 сентября 2002 г. – Новосибирск. – Наука. – 2003. – С.98–103.

2. Куксенко В.С. Физические и методические основы прогнозирования горных ударов. Куксенко В.С., Инжеваткин И.Е., Манжиков Б.Ц. // ФТПРПИ. – 1987. – №1. – С.9–22.

МИКРОВОЛНОВЫЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЙ КОРРЕКТОР

В.Н. Соколов, В.М. Меренков, В.А. Хрусталев
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, soko1962@mail.ru

Разработан и исследован микроволновый амплитудно-частотный корректор сантиметрового диапазона, содержащий два частотно-

разделительных устройства на взаимно дополняющих фильтрах и два широкополосных аттенюатора с различной величиной вносимого ослабления.

A microwave amplitude-frequency corrector of the centimeter range containing two frequency-separation devices on mutually complementary filters and two broadband attenuators with different introduced attenuation was developed and studied.

I. ВВЕДЕНИЕ

Широкополосные СВЧ системы и тракты, входящие в состав радиотехнических и телекоммуникационных систем различного назначения, реализуются в виде многокаскадных структур. Это приводит к большой неравномерности результирующего коэффициента передачи. Для обеспечения частотной независимости коэффициента передачи на выходе цепи включают микроволновый амплитудно-частотный корректор. Амплитудный корректор – это четырехполюсник, который включается каскадно с цепью. Его задача заключается в том, чтобы выровнять АЧХ сигнала на выходе.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы - разработка микроволнового амплитудно-частотного корректора, выполненного на основе двухканальных частотно-разделительных устройств и широкополосных аттенюаторов с различной величиной вносимого ослабления. Для выполнения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Выбор и обоснование структуры и схемы разрабатываемого устройства.
2. Моделирование и исследование частотных свойств корректора сантиметрового диапазона.
3. Вывод и обоснование полученных результатов.

III. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

В настоящее время для построения амплитудно-частотных корректоров СВЧ диапазона применяют мостовые структуры на сосредоточенных и распределенных элементах, представляющие собой не минимально-фазовые цепи. Для обеспечения режима согласования по входу и выходу во всей полосе рабочих частот в состав мостовых схем корректоров входят также балластные резисторы, выполненные по пленочной микрополосковой технологии. Основным недостатком амплитудно-частотных корректоров этого типа является плохое качество согласования в сантиметровом диапазоне из-за существенного влияния паразитных емкостей и индуктивностей балластных резисторов. Для обеспечения высокого качества согласования в сантиметровом диапазоне предлагается двухканальная структура построения корректора, содержащего два диплексера, выполненные на основе фильтра нижних и фильтра верхних частот. При этом в

низкочастотном канале и высокочастотном канале включены аттенюаторы с различной величиной вносимого ослабления. В качестве аттенюаторов применены отрезки микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями, как в микрополоске, так в диэлектрике. Схема исследуемого амплитудно-частотного корректора, составленная в схемотехническом редакторе компьютерной САПР, приведена на рис. 1.

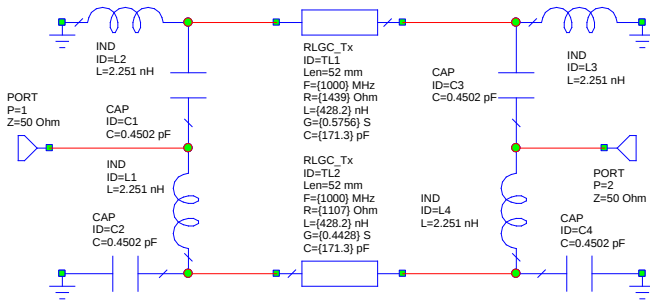


Рис. 1 – Схема амплитудно-частотного корректора

Для микрополосковых линий с потерями обеспечено выполнение условия Хэвисайда для неискажающей линии:

$$L' / C' = \rho^2, R' / G' = \rho^2, \quad (1)$$

где R' – погонное сопротивление резистивного микрополоска, G' – погонная проводимость легированного полупроводника, $\rho = R$ – волновое сопротивление линии без потерь.

Теоретический анализ показывает, что идеальное качество согласования во всей полосе частот достигается при реализации диплексеров на взаимно-дополняющих фильтрах Баттерворта. В этом случае для входной проводимости общего результирующего канала каждого диплексера справедливо соотношение

$$\dot{Y}_{NF}(f) + \dot{Y}_{HF}(f) = 1 = const, \quad (2)$$

где $\dot{Y}_{NF}(f)$ – комплексная нормированная входная проводимость фильтра нижних частот; $\dot{Y}_{HF}(f)$ – комплексная нормированная проводимость фильтра верхних частот; f – частота входного высокочастотного сигнала.

Амплитудно-частотная коррекция в рассматриваемом устройстве осуществляется соответствующим выбором вносимого ослабления в каждом отрезке линии передачи с диссипативными потерями.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Моделирование частотных свойств двухканального амплитудно-частотного корректора была проведена в демонстрационной версии программы MWO. Результаты расчета АЧХ двух вариантов корректора представлены на рис. 2.

S_{21} , дБ

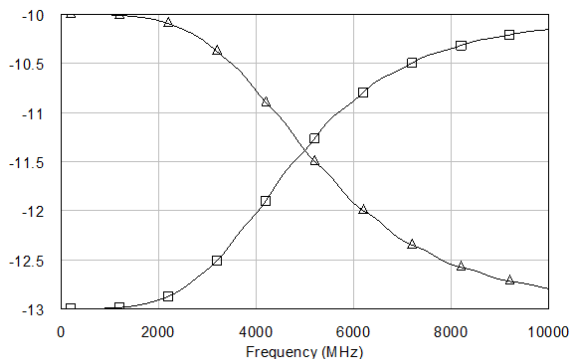


Рис. 2 – Частотная зависимость коэффициента передачи амплитудно-частотного корректор

Как видно из рассмотрения рис. 2, уровень коррекции в сторону подъема и завала АЧХ может достигать 3-10 дБ. Средняя частота корректора определяется частотой стыковки используемых диплексоров. Для построения широкополосных и сверхширокополосных корректоров рекомендуется использовать диплексоры 1-3 порядка.

VI. ВЫВОДЫ

Применение диплексоров на взаимодополняющих фильтрах нижних и верхних частот Баттерворта позволяет реализовать амплитудно-частотный корректор, согласованный в широкой полосе рабочих частот. При этом динамический диапазон коррекции определяется вносимыми ослаблениями аттенуаторов, входящих в состав корректора и выбором частоты стыковки двухканальных диплексоров. Применение в качестве аттенуаторов линий передачи с потерями исключает необходимость использования согласующих цепей и обеспечивает работу на частотах до 10 ГГц.

Литература:

1. Богомолов П.Г. Методы увеличения полосы рабочих частот и уровня входной мощности в многокаскадных СВЧ аттенуаторах. Кандидатская диссертация 2016.
2. Вольман В.И., Бахарев С.И. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств, 1982.
3. Доперальский В.В. Разработка АЧХ корректоров ЛБВ-О с учётом её амплитудно-фазового преобразования для повышения идентичности фазочастотных характеристик широкополосных усилителей. Кандидатская диссертация. Саратов, 2012.
4. <https://www.dissercat.com/content/razrabotka-achkh-korrektorov-lbv-o-s-uchetom-ee-amplitudno-fazovogo-preobrazovaniya-dlya-pov>
5. Унру. Э. Компьютерное моделирование микроволновых устройств: учеб. пособие, 2011.

ИМИТАЦИЯ ШУМОВ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ЦЕЛЕЙ МАЛОТОЧЕЧНОЙ МОДЕЛЬЮ

А.В. Таюров, А.В. Киселев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ya.antoha.rt@gmail.com**

Обоснована актуальность математического моделирования радиолокационных целей, геометрические размеры которых превышают разрешение радиолокационной станции (РЛС) по соответствующей координате. Рассмотрен метод их моделирования.

The relevance of mathematical modeling of radar targets, the geometrical dimensions of which exceed the resolution of the radar station in the corresponding coordinate, is substantiated. The method of their modeling is considered.

При радиолокационном визировании цели на малых расстояниях возникают специфические ошибки измерения её координат (а также скорости движения). Это связано с тем, что реальная цель имеет сложную геометрическую форму. При этом каждая бесконечно малая точка на её поверхности является отражателем или вторичным излучателем. Моделирование такой цели становится возможным при помощи «многоточечной модели». По сути, эта модель представляет собой область пространства, которая определяется габаритами цели, заполненную статистически независимыми светящимися точками.

При облучении поверхности цели все незатенённые её участки отражают зондирующий сигнал, при этом от каждой светящейся точки формируется собственный эхо-сигнал, имеющий амплитуду и фазу, которые постоянно меняются во времени и зависят от множества факторов, например, угла визирования объекта. Фронт волны для каждого эхо-сигнала является сферой. Интерференция отражённых волн дает суммарный сигнал, который имеет в общем случае случайную амплитуду и фазу. Кроме того, фронт суммарной электромагнитной волны отличен от сферы. В точке наблюдения перпендикуляр к её фронту не пройдёт через геометрический центр цели, а укажет на некоторый кажущийся центр излучения (КЦИ), который может существовать как в любой точке на поверхности цели, так и за её пределами. Поскольку методы измерения координат цели основаны на определении направления прихода отражённого сигнала по фронту волны, то РЛС определит именно координаты КЦИ, что приведёт к ошибкам измерения [1].

Даже когда цель неподвижна, происходят колебания светящихся точек за счёт различных факторов (например, вибрации, действия ветра). Как итог, всегда происходят изменения соотношения амплитуд и фаз элементарных волн, что приводит к появлению специфических флуктуаций суммарного отражённого сигнала и соответствующей электромагнитной волны. Возникают шумы координат (ШК) или блуждания КЦИ относительно его математического ожидания.

Актуальна задача моделировать шумы координат (а именно, обеспечить требуемые параметры корреляционной функции и параметры плотности распределения вероятностей – математическое ожидание КЦИ (m) и эффективную ширину распределения (μ)), которые обеспечат те же ошибки измерения, что и реальная цель [1]. Задача математического моделирования цели необходима для упрощения разработки РЛС на начальном этапе.

Стоит отметить, что при моделировании объекта необходимо ограничить количество светящихся точек. Это ограничение зависит в первую очередь от решаемой задачи. Так, если требуется определить статистические распределения модели в одной плоскости, то количество точек может быть уменьшено до двух, такая модель называется двухточечной [1]. Необходимо обеспечить такой разнос точек модели, чтобы они были не разрешимы, то есть воспринимались приёмной антенной как одна.

Процесс моделирования шумов состоит в изменении положения КЦИ во времени. Изменяя амплитуду и фазу излучателей можно перемещать КЦИ по угловой координате. Однако добиться устойчивого

соотношения между фазами сигналов (особенно в сантиметровом диапазоне частот) затруднительно, поэтому используются модели с некогерентными сигналами (нет требования на постоянство разности фаз во времени) [2]. В этом случае управление положением КЦИ происходит за счёт перераспределения мощности между двумя точками-излучателями.

Однако двухточечная модель не позволяет независимо устанавливать положение моделируемого объекта. Для этих целей используют трёхточечную модель с неэквидистантным расположением излучателей. Следует отметить, что количество точек в модели может быть произвольным, всё зависит лишь от поставленной задачи и преследуемого результата, однако всегда необходимо стремиться к минимизации их количества.

Литература:

1. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяжённых целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с., ил.
2. Киселев А.В., Артющенко В.В., Никулин А.В. Имитация отражений от распределённых радиолокационных объектов на основе некогерентных геометрических моделей. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019. – 211 с.

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ САМОСОВМЕЩЕННЫХ ЭЛЕКТРОДОВ НА ПОВЕРХНОСТИ ПЬЕДЕСТАЛОВ ИЗ НЕГАТИВНОГО РЕЗИСТА

Тумашев В.С.^{1,2}, Селезнев В.А.²

¹Новосибирский государственный технический университет,

**²Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН,
г. Новосибирск, avlur95@mail.ru**

В данной работе сообщается о методе формирования металлических, самосовмещенных электродов на поверхности пьедесталов из негативного резиста SU-8. В отличие от стандартных известных методов формирования самосовмещенных электродов, предложенный нами метод существенно проще, не требует использования реактивного ионного травления и может быть применен как для стандартной кремниевой технологии, так и для технологий гибкой электроники.

In this paper, we report a method by which metal, self-alignment electrodes are fabrication on SU-8 negative photoresist pedestals. Unlike standard known methods of forming self-aligned electrodes, our proposed method is much simpler, does not

require the use of reactive ion etching and can be used both for standard silicon technology and for flexible electronics technologies.

На данный момент существуют различные способы создания микроструктур из негативного резиста SU-8 [1-2], однако изготовление металлических пленок (электродов) только на выступающих частях структурированного резиста остается трудно решаемой задачей. Особенно это относится к микроструктурам сформированных из толстых слоев SU-8, толщиной от нескольких десятков до сотен микрометров. Одним из подходов является нанесение тонкой металлической пленки (служащей также маской при травлении резиста) поверх полностью заполимеризованного слоя SU-8 с последующим его реактивным ионным травлением [3]. Однако такой подход имеет ряд недостатков. Во-первых, травление высоких элементов занимает много времени (десятки минут). Во-вторых, низкая анизотропия травления SU-8 приводит к большому боковому подтраву и изменению размеров элементов. Кроме того, возникает проблема сформировать тонкие слои металла т.к. во время травления происходит распыление металла из-за ионной бомбардировки. В недавней работе [4] был предложен метод частично решающий эти проблемы с помощью использования дополнительного металлического слоя, однако при этом увеличивается количество операций и по-прежнему требуется ионное реактивное и жидкостное травление, что существенно уменьшает разрешение метода.

В данной работе мы предлагаем простой метод формирования металлических самосовмещенных электродов на поверхности структурированного резиста SU-8 (Рис. 1). Суть метода заключается в формировании на кремниевой подложке слоя из незаполимеризованного SU-8, на который дополнительно нанесен слой позитивного резиста (Рис. 1 а). Одновременное экспонирование обоих слоев резистов УФ излучением через фотошаблон задает сразу две области – область пьедесталов SU-8 и область металлических контактов (Рис. 1 б). Селективная проявка только слоя позитивного резиста приводит к формированию окон (Рис. 1 в) в которые напыляется металл (Рис.1 г). На заключительном этапе в проявителе для SU-8 удаляются неэкспонированные области SU-8 и позитивный резист с металлом (Рис. 1 д). В результате формируются пьедесталы из SU-8 на поверхность, которых нанесен слой металла.

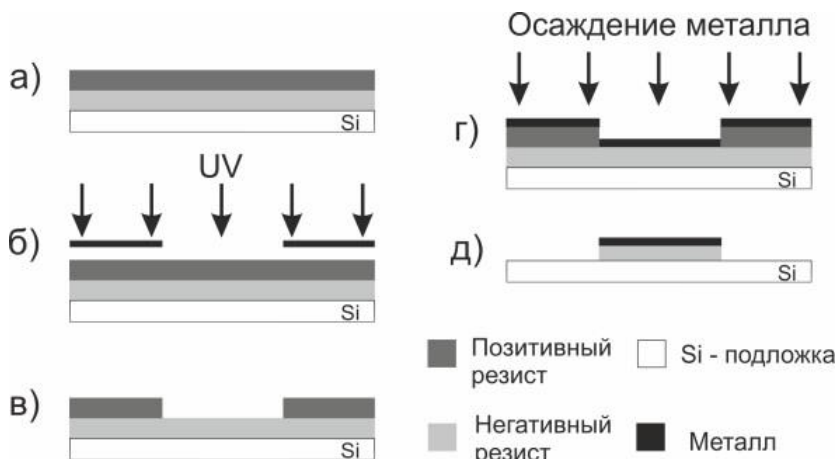


Рис.1 – Процесс изготовления металлических электродов на пьедесталах SU-8

В нашей работе предложенный метод был проверен на позитивных резистах S1813 и AZ5214E. Отметим, что нанесение данных резистов на незаполимеризованный слой SU-8 стандартным методом центрифугирования невозможен из-за растворения слоя SU-8 (растворители, используемые в резистах S1813 и AZ 5214E растворяют SU-8). Данная проблема была решена с помощью использования технологии адгезивного переноса (Рис. 2) высушенного слоя позитивного резиста на слой негативного резиста SU-8. Слой сухого резиста формировался на гибкой полимерной подложке методом центрифугирования. Необходимо было подобрать материал полимерной подложки с малой адгезией к позитивному резисту. Одним из таких материалов является полидиметилсилоксан (ПДМС), который имеет низкую поверхностную энергию ~ 19.6 мН/м. Известно, что резисты не смачивают поверхность ПДМС и формирование однородного тонкого слоя резиста на гладкой поверхности ПДМС методом центрифугирования невозможно [5]. Мы решили данную проблему с помощью кратковременной обработки поверхности ПДМС в кислородной плазме, в результате на ней повторяемо были сформированы однородные слои из позитивных резистов толщиной ~ 1 мкм (Рис. 2а). Далее проводилось ламинирование гибкой подложки с резистом на кремниевую подложку со слоем SU-8 при температуре 60°C и давлении 40 атм. (Рис. 2 б). После охлаждения образца до комнатной температуры, гибкая подложка отделялась от подложки

кремния так что слой позитивного резиста оставался на слое SU-8 (Рис. 2 в). Отметим, что также благодаря небольшому модулю упругости ($2\div4$ МПа) ПДМС легко деформируется при изгибе гибкой подложки, что помогает отделить ее от слоя резиста без его разрушения.



Рис. 2 – Процесс формирования двойного слоя из позитивного (AZ5214E) и негативного (SU-8) резистов на кремниевой подложке

На рис. 3 а приводится фотография образца изготовленного с помощью предлагаемого метода – двойной слой из позитивного (AZ5214E) и негативного (SU-8) резистов на кремниевой подложке после процесса фотолитографии (селективной проявки только верхнего слоя позитивного резиста). На рис. 3 б показан этот же образец после обработки в проявителе для SU-8 (были удалены неэкспонированные области SU-8 и позитивный резист с металлом). В результате формируются пьедесталы из SU-8 на поверхность, которых нанесен слой металла.

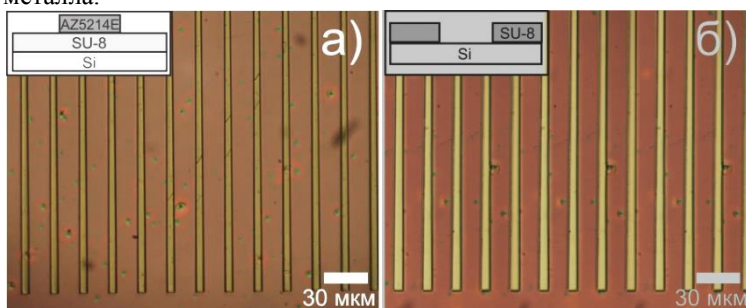


Рис. 3 –Фотографии образца, изготовленного с помощью предложенного метода: а) - после селективного проявления только слоя позитивного резиста AZ5214E; б) – после удаления неэкспонированных областей SU-8 и позитивного резиста с металлом в проявителе для SU-8

В работе был предложен метод с помощью которого изготавливаются металлические, самосовмещенные электроды на пьедесталах из негативного фоторезиста SU-8. В отличие от известных ранее методов, предлагаемый нами подход не требует реактивного ионного травления, существенно проще и обеспечивает более высокое

разрешение. Описанный метод может быть применен как для стандартной кремниевой технологии, так и для технологий гибкой электроники.

Литература:

1. H. Lorenz, M. Despont, N. Fahrni, J. Brugger, P. Vettiger, and P. Renaud. High-aspect-ratio, ultrathick, negative-tone near-UV photoresist and its applications for MEMS // Sens. Actuators A, Phys. – Jan. 1998. – Vol. 64, pp. 33–39.
2. C.H. Lin, G.-B. Lee, B.-W. Chang, and G.-L. Chang. A new fabrication process for ultra-thick microfluidic microstructures utilizing SU-8 photoresist // J. Micromech. Microeng. – Sep. 2002. – Vol. 12, pp. 590–597.
3. G. Hong. SU8 resist plasma etching and its optimization. // Microsyst. Technol., Sens., Actuators, Syst. Integrat. – 2004. – Vol. 10, no. 5, pp. 357–359.
4. H. Raymond Fok, and Thomas N. Jackson. // Self-aligned electrodes on SU-8 negative photoresist pedestals. Journal of microelectromechanical systems. – Jun. 2014. – Vol. 23, no. 3, pp. 508-510.
5. P. Salvo, R. Verplancke, F. Bossuyt, D. Latta, B. Vandecasteele, C. Liu, J. Vanfletere // Adhesive bonding by SU-8 transfer for assembling microfluidic devices. Microfluid Nanofluid. – Jun. 2012. – Vol. 13, no.6, pp. 987–991.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ
ПЕРСОНАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФА В ГРУППАХ
ПО НАРУШЕНИЯМ РИТМА**

А.А.Бояхчан¹, И.А.Лежнина¹, В.А.Перчаткин²

**¹Национальный исследовательский Томский политехнический университет, ²Научно-исследовательский институт кардиологии
Федерального государственного бюджетного научного учреждения
«Томский национальный исследовательский медицинский центр
Российской академии наук»
г. Томск, inna84-08@mail.ru**

В работе представлены результаты тестового внедрения системы теле-ЭКГ на базе персонального электрокардиографа разработанного в Томском политехническом университете. Тестовое внедрение было проведено на базе НИИ Кардиологии г. Томска.

This article presents the results of a test implementation of the tele-ECG system based on a personal electrocardiograph developed at the Tomsk Polytechnic University. Test implementation was carried out on the basis of the Research Institute of Cardiology in the Tomsk.

В отчете компании Aruba, утверждается, что в течение 10 лет, по мере того как будут внедряться технологии Интернета вещей, процедура медицинского осмотра изменится таким образом, что пациенты будут больше взаимодействовать с датчиками, камерами и роботизированным оборудованием, а не с врачами и медсестрами [1]. Следует заметить, что в России телемедицина только начинает развиваться [2-3].

В январе 2017 года Госдума РФ приняла законопроект о телемедицине, который несомненно дал огромный толчок развитию данной отрасли. Закон вступает в силу с 1 января 2018 года [4].

Регистрация показателей работы сердца – является одним из самых важных параметров. В ходе ранее выполненной работы группы ученых из Томского политехнического университета по грантам МК-7548.2016.8 и МК-5154.2014.8 были разработаны подходящие технические средства, обеспечивающее удобство персонального применения, быструю и качественную регистрацию ЭКГ в бытовых ситуациях людьми без специальных навыков (рис.1) [5-6]. Однако, также выявлено, что основная причина низкой востребованности систем теле-ЭКГ в кардиологии состоит в отсутствии сформированных

методик и показаний к применению персональных приборов теле-ЭКГ. Рядовой врач-кардиолог не располагает знаниями о практическом применении персональных приборов. Не понятно, в каких случаях применение целесообразно, как следует использовать прибор, по какой схеме проводить измерения, как их анализировать, какие результаты это может дать, какие патологии выявляются таким способом, а какие нет. Между тем, в процессе тестирования в малых масштабах авторами был показан ряд случаев, когда применение персональных приборов теле-ЭКГ особенно актуально и расширяет диагностические возможности существующих методов. Прежде всего, это относится к ситуациям, когда симптомы болезни на ранней стадии проявляются не стабильно и спонтанно. Зафиксировать их клиническим оборудованием, как правило, невозможно, т.к. симптомы могут не возникать сутки и более подряд.



Рис. 1 - Прибор «ЭКГ-Экспресс»

Ранее созданная система теле-ЭКГ была технически внедрена на базе НИИ Кардиологии г. Томска (произведена опытная партия приборов, обеспечен доступ врачам, врачи обучены применению системы) Разработана схема исследования, протоколы экспериментов, определены фокусные группы.

В фокусных группах были проведены тестовые исследования по нарушениям ритма для различных клинических случаев, которые сложно зафиксировать стандартными методами, симптомы проявляются эпизодически и спонтанно. Исследования были проведены на базе НИИ кардиологии Томского НИМЦ.

По результатам исследования разработаны методические рекомендации по применению систем теле-ЭКГ.

Предварительное тестирование показало, что:

1. Прибор подходит для применения пациентами, принимающими антиаритмические препараты.
2. Прибор подходит для фиксации спонтанных нарушений ритма сердца.

3. Прибор ЭКГ-Экспресс в ряде случаев необходим для фиксации приступов стенокардии и других ишемических синдромов.

Работа выполнена в рамках Гранта президента МК-4356.2018.8.

Литература:

1. Медицина будущего [Электронный ресурс] // Zdrav.Expert-медтех портал: сайт. – URL: <https://bit.ly/2HwDiO> (Дата обращения: 01.10.2019)

2. Телемедицина (российский рынок) [Электронный ресурс] // Zdrav.Expert-медтех портал: сайт. – URL: <https://bit.ly/2MwGklD> (Дата обращения: 01.10.2019)

3. Официальные данные о рынке телемедицинских технологий в России [Электронный ресурс] // Медвестник: сайт. – URL: <https://bit.ly/2IEzKIQ> (Дата обращения: 01.10.2019)

4. Принятие закона о телемедицине [Электронный ресурс] // Медвестник: сайт. – URL: <https://medvestnik.ru/content/news/Prinyat-zakon-o-telemedicine.html> (Дата обращения: 01.10.2019)

5. Lezhnina I. A., Boyakhchyan A. A., Overchuk K. V. and Uvarov A. A. //Clinical trials of a personal electrocardiograph, IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng, 2017, Vol. 881, № 01204, PP. 1-6, doi: 10.1088/1742-6596/881/1/012041

6. Lezhnina I.A., Overchuk K.V., Uvarov A.A., Perchatkin V.A. and Lvova A.B. // The experience of using the personal electrocardiograph "ECG-Express", IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series, 2017, Vol. 881, № 012008, PP. 1-5, doi:10.1088/1742-6596/881/1/012008

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

И. М. Васильев

Национальный Исследовательский Томский

Политехнический Университет

г. Томск, vasiliev_ivan91@mail.ru

В статье приведен обзор методов контроля нанесения теплопроводящего компаунда. Представлен новый метод получения информации о качестве нанесения теплопроводящего компаунда. Показано, что данные о значении качества C , полученными с помощью термоЭДС с незначительным отклонением, вызванным флуктуациями температуры окружающей среды и неидеальностью условий измерения.

This article provides an overview of methods for controlling the application of a heat-conducting compound. A new method for obtaining information about the quality

of applying a heat-conducting compound is presented. It was shown that the data on the quality of the deposition of the heat-conducting compound obtained using thermocouples coincide with the data obtained using thermopower with a slight deviation caused by fluctuations in ambient temperature and imperfect measurement conditions.

Перегрев полупроводниковых приборов может привести к негативным последствиям, например снижению производительности, надёжности работы прибора или же его отказу. На сегодняшний день большинство мощной полупроводниковой техники используется в паре с радиатором, позволяющем отвести от полупроводникового прибора часть выделяемой мощности в виде тепла. Радиатор крепится к корпусу полупроводникового прибора через слой теплопроводящего компаунда, так называемого термоинтерфейса, который обладает теплопроводящими свойствами на порядок выше, чем воздух и, вытесняя его из микротрещин двух соединённых поверхностей, увеличивает теплопроводность от полупроводникового прибора к радиатору [5].

Качество нанесения термоинтерфейса характеризуется тепловым сопротивлением R_S между корпусом полупроводникового прибора и радиатором. Разность температур, на разных участках тела, вызванная прохождением теплового потока через него характеризует тепловое сопротивление тела [1, 3, 4]. Таким образом, чем меньше тепловое сопротивление термоинтерфейса, тем больше радиатор охлаждения отведёт тепла от полупроводникового прибора. Информацию о тепловом сопротивлении нанесённого термоинтерфейса между скреплёнными полупроводниковым прибором и радиатором охлаждения даёт разница температур на границах слоя термоинтерфейса при известных значениях площади соприкосновения полупроводникового прибора и радиатора охлаждения, удельной теплопроводности термоинтерфейса и теплового потока [2]. Тепловое сопротивление между корпусом полупроводникового прибора и радиатором охлаждения определяется по формуле[Ошибка! Источник ссылки не найден.]:

$$R_S = \frac{\Delta T}{P} = \frac{h}{\lambda \times S}, \quad (1)$$

где ΔT – разность температур; P – поток мощности, проходящий через тело, h – толщина термоинтерфейса, λ – коэффициент теплопроводности термоинтерфейса, S – площадь соприкасаемых поверхностей прибора и радиатора.

Для измерения разницы температур на границах слоя термоинтерфеса необходимо установить датчик температуры так, что бы он касался только корпуса полупроводникового прибора

максимально близко к теплопроводящему компаунду и не касался нагреваемого радиатора. Установка температурного датчика таким способом усложняет процесс проверки и вносит погрешность измерения теплового сопротивления термоинтерфейса, т.к. часть тепла рассеется в корпусе полупроводникового прибора до датчика температуры [6].

Корпуса полупроводниковых приборов изготавливают из токопроводящего материала, состав которого отличается от токопроводящего материала радиатора, поэтому в месте соединения полупроводникового прибора и радиатора возникнет термоЭДС, величина которого определяется по формуле [7,8]:

$$E = \Delta T \times \alpha, \quad (2)$$

где ΔT – разность температур корпуса полупроводникового прибора и радиатора в месте соприкосновения; α – коэффициент Зеебека.

Выразив ΔT из формулы (2) и подставив в формулу (1), получим:

$$R_s = \frac{E}{P \times \alpha}, \quad (3)$$

Как видно из формулы (3), величина теплового сопротивления зависит от величины термоЭДС, возникшего между разными соприкасающимися металлами корпуса прибора и радиатора охлаждения. При известном потоке мощности через тело P , измерив термоЭДС между корпусом прибора и радиатором охлаждения можно получить значение теплового сопротивления.

Для того чтобы подтвердить метод измерения теплового сопротивления с помощью термоЭДС, был проведён следующий эксперимент: между корпусом ТО-220, часто применяемым в полупроводниковой технике, и радиатором в форме цилиндра, состоящего из алюминия. На корпус ТО-220 и на радиатор через теплопроводящий клей были прикреплены термопары медь-константан таким образом, чтобы расстояние от термопары до границы корпуса и радиатора было минимальным. В ходе эксперимента на корпус через радиатор воздействовали кипящей водой. Разница температур, характеризующая тепловое сопротивление, при нанесении теплопроводящей пасты КПТ-8, частичном её нанесении и её отсутствии, полученная с помощью термопар, и с помощью термоЭДС по формуле (2), учитывая, что покрытие подложка корпуса состоит из олова, а радиатор – из алюминия, приведена на рисунках 1 и 2.

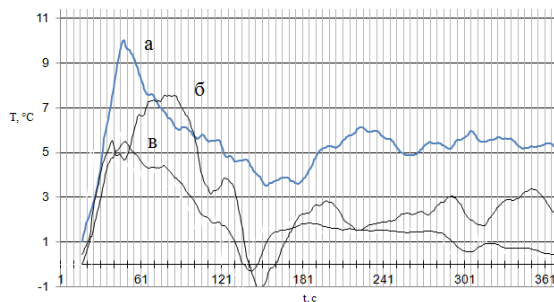


Рис. 1 – графики зависимости разницы температур корпуса и радиатора, полученные с помощью термопар а) без термоинтерфейса; б) с частично нанесённым термоинтерфейсом, в) с нанесённым термоинтерфейсом

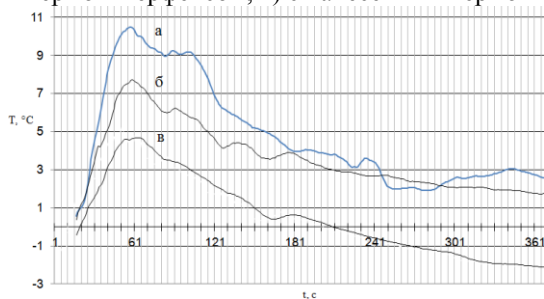


Рис. 2 – графики зависимости разницы температур корпуса и радиатора, полученные с помощью термоЭДС корпуса и радиатора а) без термоинтерфейса; б) с частично нанесённым термоинтерфейсом, в) с нанесённым термоинтерфейсом

Из полученного графика видно, что графики температуры, полученные в ходе экспериментов с помощью термопар и термоЭДС, совпадают. Отклонения графиков друг от друга вызваны флуктуациями температуры окружающей среды, примесями в материалах корпуса и радиатора, а так же неидеальным источником тепла. Полученные графики наглядно показывают зависимость разницы температур корпуса и радиатора от толщины слоя термоинтерфейса, что говорит о возможности применения этого метода в дальнейшем для определения качества нанесения теплопроводящего компаунда.

Литература

1. Drexhage P, Beckedahl P. Thermal Paste Application. SEMIKRON, 2018. 5 p.
2. Esau. D. Thermal Paste Application. SEMIKRON, 2010. 3 p.

3. Schulz M, Thermal Interface – An Inconvenient Truth. Article Bodo's Power Systems, 2010
4. Смирнов М, Применение теплопроводящей пасты. Производство Электроники, 2013, №3. 120
5. Кутателадзе С.С. Основы теории теплообмена. Москва, Атомиздат, 1979, с. 120-123.
6. Коротких А.Г. Теплопроводность материалов. Томский Политехнический Университет, 2011, сс. 23–26.
7. Лившиц Б.Г, Крапоткин В.С, Линецкий Я.Л. Физические свойства металлов и сплавов. Москва, Металлургия, 1980 – сс. 229–235.
8. Путилов К.А. Курс физики. Том II. Учение об электричестве. Учебное пособие. Москва, Гостехтеориздат, 1954 г. – с 156.
9. Крайнов А.Ю., Рыжих Ю.Н., Тимохин А.М. Численные методы в задачах теплопереноса, Федеральное агентство по образования Томский Государственный Университет, 2009 г. – с. 58.
10. Краус А.Д. Охлаждение электронного оборудования, Энергия, 1979 г. – с. 70.

МЕТОДИКА НАСТРОЙКИ МНОГОРЕЗОНАТОРНЫХ СВЧ ФИЛЬТРОВ

И.В. Вершения, В.А. Хрусталеv, К.Я. Аубакиров, М.Г. Рубанович
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, vershenya99@mail.ru

Разработана методика настройки многорезонаторных СВЧ фильтров с дополнительными поперечными связями. При настройке в качестве фильтра-эталоны предлагается использовать результаты расчета по эквивалентной схеме на сосредоточенных элементах.

A technique has been developed for tuning multi-resonator microwave filters with additional cross-links. When setting up as a filter standard, it is proposed to use the results of the calculation according to the equivalent scheme on lumped elements.

I. ВВЕДЕНИЕ

Многорезонаторные СВЧ фильтры с непосредственной связью широко применяют в радиотехнических и телекоммуникационных системах дециметрового и сантиметрового диапазона. Дополнительные поперечные связи обеспечивают существенное повышение селективности за счет формирования эллиптической формы АЧХ. Такие фильтры достаточно просто конструктивно реализуются за счет расположения резонаторов в два ряда. Но экспериментальная настройка

многорезонаторных фильтров с дополнительными поперечными связями является сложным и неоднозначным процессом.

Для упрощения и повышения точности настройки предложено использовать не эталонный фильтр, а результаты компьютерного моделирования частотных свойств сосредоточенного эквивалента, связанные колебательные контуры которого последовательно переводятся из режима короткого замыкания или холостого хода в рабочий режим.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – разработка методики настройки многорезонаторного СВЧ фильтра с дополнительными поперечными связями без использования фильтра-эталона.

Использование метода эталонного фильтра требует значительных затрат при настройке фильтров на разные частотные диапазоны и полосы пропускания, так потребуются слишком большое количество эталонов. Поэтому в качестве эталона в работе предлагается использовать электрическую эквивалентную схему многорезонаторного полосового фильтра с дополнительными поперечными связями, сформированную в программе AWR Microwave Office.

III. ФИЛЬТР НА ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ С ПОПЕРЕЧНЫМИ СВЯЗЯМИ

Для предложенного метода настройки был разработан и исследован полосовой фильтр, выполненный на шести четвертьволновых резонаторах. Структура рассматриваемого фильтра с поперечными связями представлена на рис.1.

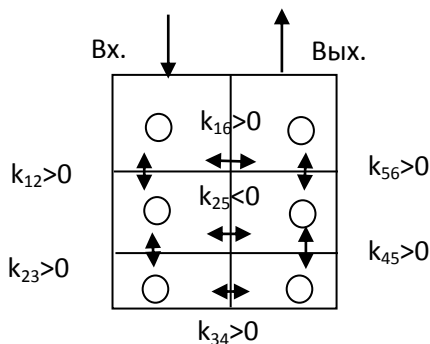


Рис.1. Шести резонаторный фильтр с поперечными связями
Эквивалентная схема шести резонаторного СВЧ фильтра в сосредоточенном элементном базисе приведена на рис. 2.

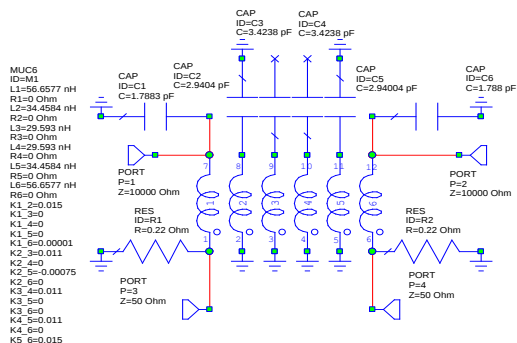


Рис. 2. Эквивалентная схема шести резонаторного СВЧ фильтра

Отметим, что на эквивалентной схеме рис. 2 третий и четвертый резонаторы переведены в режим холостого хода, что соответствует режиму настройки связи K_{2-5} . Теоретический расчет всех значений коэффициентов связи проводится по методике расчета квазиполиномиальных L - C фильтров на связанных колебательных контурах [1-3].

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В схемотехническом редакторе демонстрационной версии компьютерной программы AWR Microwave Office была сформирована эквивалентная схема шести резонаторного СВЧ фильтра с двумя дополнительными поперечными связями. На рис. 3 приведена расчетная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) сосредоточенного эквивалента, принятого за эталон.

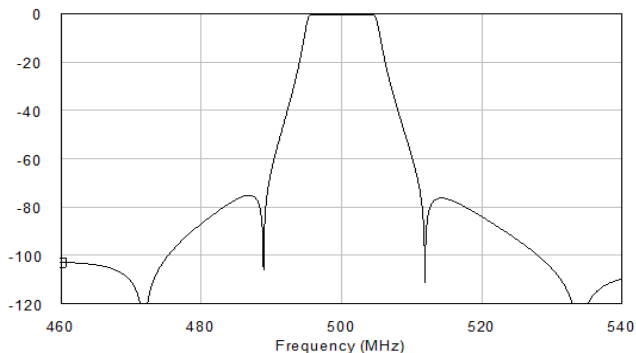


Рис. 3. АЧХ сосредоточенного эквивалента СВЧ фильтра

В качестве примера рассмотрим настройку поперечного коэффициента связи между вторым и пятым резонаторами. Для этого третий и четвертый колебательные контуры сосредоточенного эквивалента переведены в режим холостого хода, как показано на рис. 2 (емкости третьего и четвертого колебательного контура отключены от общего корпуса). В настраиваемом фильтре третий и четвертый резонатор также переводятся в режим холостого хода. К первому и шестому резонаторам сосредоточенного эквивалента и СВЧ фильтра подключены дополнительные измерительные порты, имеющие слабую связь с резонаторами. На рис. 4. представлены настроечные АЧХ сосредоточенного эквивалента, по которым далее настраивается СВЧ фильтр. Верхняя настроечная АЧХ получена относительно входа и выхода фильтра и имеет два симметричных относительно полюсы пропускания полюса затухания. По ним настраивается коэффициент поперечной связи между вторым и пятым резонаторами фильтра СВЧ.

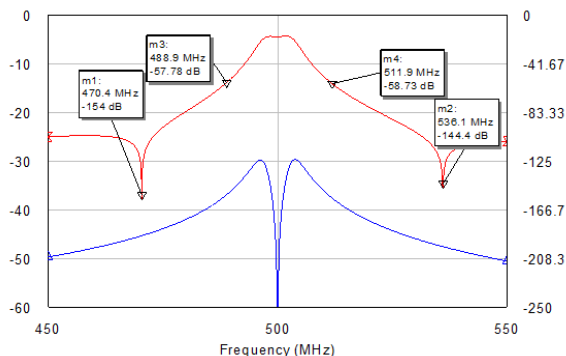


Рис. 4. Настроечные АЧХ сосредоточенного эквивалента

Нижняя настроечная АЧХ (рис. 4) получена относительно входа фильтра и дополнительного измерительного порта. Данная настроечная АЧХ используется для настройки третьего резонатора и коэффициента связи между вторым и третьим резонатором.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований и экспериментов была разработана эффективная методика настройки многорезонаторных СВЧ фильтров с дополнительными поперечными связями. Требуемые коэффициенты связи устанавливаются в реальном фильтре на основе рассчитанных по сосредоточенному эквиваленту эталонных АЧХ, полученных в режиме холостого хода, установленном в соответствующем резонаторе.

Литература:

1. Синтез узкополосных фильтров на основе преобразований Нортон / В. П. Разинкин, А. Д. Мехтиев, А. С. Половников, Т. Г. Сериков // Вопросы радиоэлектроники, 2016. № 4. С. 93-98.
2. Попов В.В., Одоевская Л.А., Бичурин М.И. Разработка малогабаритных СВЧ-фильтров // Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. 2008. №46. С. 45-48.
3. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров. США, 1969. Пер. с англ., под ред. А. Е. Знаменского. М., «Сов., радио», 1974, 288 С.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ КАРДИОЛОГИЧЕСКИХ ПАТОЛОГИЙ

А.С. Веселов, А.В. Ботвинков

**Сибирский государственный университет водного транспорта,
г. Новосибирск, vslvcode@yandex.ru**

В проекте рассматриваются этапы разработки потребительского устройства для отслеживания состояния здоровья – от создания алгоритмов предобработки данных и обучения нейронной сети до разработки прототипа устройства и клиент-серверного приложения.

The project considers the stages of development of a consumer device for health monitoring – from developing of algorithms for data preprocessing and neural network training to the development of a device prototype and a client-server application.

На растущем рынке потребительских «умных устройств» появляется всё больше гаджетов для мониторинга здоровья. Смартфоны, взаимодействуя с ними, показывают накопленную информацию в доступной форме для пользователя, не имеющего медицинское образование.

Цель данного проекта – разработка системы подобного класса, способной производить запись и автоматический анализ фонокардиограмм (зарегистрированных акустических сигналов работы сердца) на предмет наличия патологических признаков. Устройство на таком принципе работы может стать альтернативой распространённым гаджетам на основе электрокардиографии. Задачами проекта являются исследование методов обработки входных данных, разработка серверного и клиентского ПО, прототипа устройства и развёртывание облачного сервиса.

Серверное ПО написано на языке программирования Python. Программная часть, предназначенная для обработки данных, создана с использованием библиотеки для обработки звуковых сигналов LibROSA и фреймворка для работы с нейронными сетями PyTorch. Web API для мобильного приложения, как и веб-интерфейс администратора системы, реализован с использованием микрофреймворка Flask и СУБД MySQL. Используется защищённый протокол HTTPS. Для автоматизации и упрощения развёртывания серверного приложения используются такие инструменты, как Git, Docker, Docker Compose.

Мобильное приложение для Android написано на языке Kotlin (Рис. 1). Приложение позволяет захватить аудио с устройства, отправить записанный файл на сервер и через несколько секунд вывести ответ в виде текстового заключения и визуализации. История всех запросов клиента сохраняется на сервере и доступна пользователю для просмотра и экспорта. Если вдруг анализ показал явно ошибочные результаты (например, чрезмерно высокую частоту сердечных сокращений), то полученная запись также сохраняется, но отмечается как проблемная, при этом пользователь получает сообщение об ошибке. Список проблемных записей со всеми отчётами доступен через веб-интерфейс администратору. Данное решение позволит постоянно совершенствовать систему.

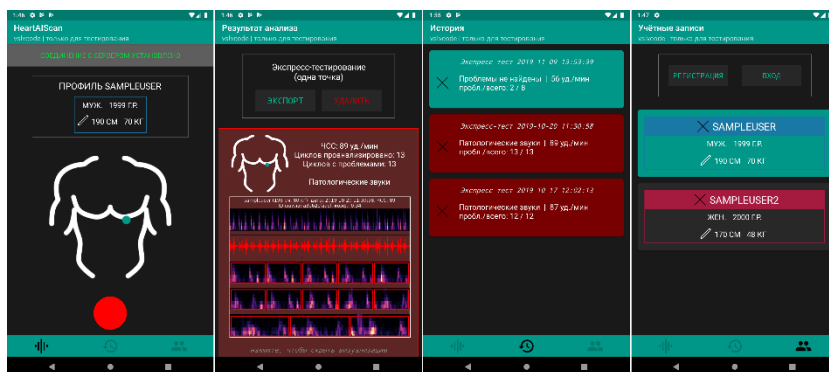


Рис. 1 – Интерфейс приложения (экраны слева направо: главный, результат, история, учётные записи)

После получения сервером аудиофайла от клиента, разработанный алгоритм с помощью преобразования Фурье выделяет спектр аудио и, фильтруя частоты, находит так называемый первый тон сердца (T1). Двумерный массив, полученный в результате преобразования Фурье,

разделяется на сердечные циклы в точках начала T1 и нормализуется. Вычисляется частота сердечных сокращений. Спектр сердечных циклов передаётся в обученную свёрточную нейронную сеть, где происходит классификация каждого цикла по двум категориям. С помощью библиотек Matplotlib и PIL строится визуализация, на которой можно увидеть спектр всей записи и результат анализа каждого цикла по цвету рамки вокруг (Рис. 2).

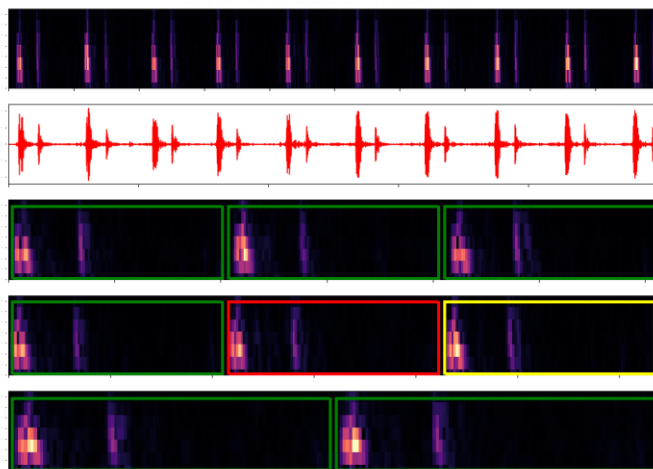


Рис. 2 – Пример визуализации

Прототип прибора спроектирован в САПР (Рис. 3) и изготовлен с применением технологии FDM 3D-печати. Компонентами устройства являются звуковая карта, электретный микрофон и адаптер USB OTG.

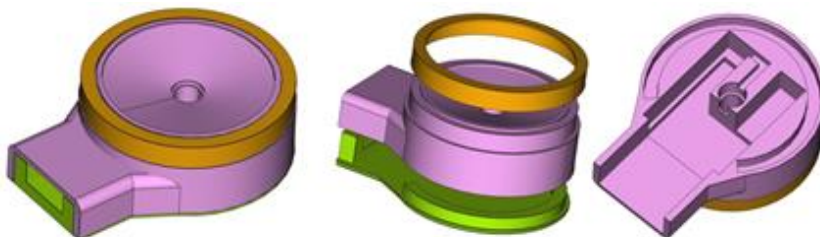


Рис. 3 – 3D-модели для печати (слева в сборке)

ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРИБОРА «ЭКГ-ЭКСПРЕСС»

И.А. Вичканова, Т.Н. Васильева, Т.Г. Костюченко
Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г.Томск, tyure453@gmail.com

Описывается метод обработки электрокардиограмм, снятых портативным кардиографом, предназначенным для самостоятельного использования. Представлены результаты применения данного метода.

The method of processing electrocardiograms taken with a portable cardiograph intended for independent use is described. The results of applying this method are presented.

В Инженерной школе неразрушающего контроля и безопасности Томского политехнического университета ведется работа по созданию портативного электрокардиографа, с помощью которого человек может лично контролировать работу своего сердца, не обращаясь за помощью к кардиологу. Прибор (рис.1) имеет удобную форму, легко помещается в руке. Электроды соединены с самим аппаратом с помощью проводов. На конце проводов находятся накладки с липкой поверхностью, с помощью которых достигается надежная фиксация прибора во время снятия кардиограммы. Исключены все дополнительные операции, такие как обезжиривание кожи, нанесение электропроводящих гелей, крепление электродов. ЭКГ регистрируется в течение 30 секунд. Все записи сохраняются на карте памяти в виде файла, который расшифровывается с помощью специального кода-фильтра в Программном обеспечении MathLab.



Рис.1. Прибор «Экспресс-ЭКГ»

Обработка ЭКГ – это очень важный этап анализа кардиограммы, который дает представление о состоянии сердца человека. Существует множество методов анализа электрокардиограмм, одним из которых является метод variability сердечного ритма (BCR) [1], который был использован в данной работе. Метод BCR основан на распознавании и измерении временных интервалов между R-R - интервалами электрокардиограммы, построении динамических рядов кардиоинтервалов и последующем анализе полученных числовых рядов

различными математическими методами. То есть метод использует математический и статистический анализ R-R интервалов: построение гистограммы и сравнение с кривой Гаусса, расчет и оценка основных статистических показателей (мода, амплитуда моды, среднеквадратичное отклонение, медиана, вариационный размах) и вычисление специальных индексов метода ВСР (индекс вегетативного равновесия (ИВР), вегетативный показатель ритма (ВПР), индекс напряжения (ИН)) [2]. Данный метод находит применение в контроле физического состояния и динамики тренированности спортсменов, прогнозирование состояний предболезни, переутомления и срыва адаптации.

Для обработки результатов использования прибора было собранно 20 кардиограмм у людей женского и мужского пола в возрасте от 8 до 45 лет. Данные, полученные с кардиографа, преобразуются с помощью специального кода в среде MathLab. Код визуализирует данные, полученные с кардиографа, в привычный вид кардиограммы. После этого рассчитываются периоды между R-R зубцами, которые находятся по формуле

$$\delta = R_{i+1} - R_i \text{ (сек),}$$

где R_i – предыдущий зубец, R_{i+1} – последующий зубец,

С помощью программы «STATISTICA», предназначенной для статистической обработки информации, была построена гистограмма распределения кардиоинтервалов каждого исследуемого. Гистограмма сравнивалась с кривой Гаусса, типичной для здоровых людей в состоянии покоя. Также рассчитаны статистические показатели для количественной оценки гистограммы - мода, амплитуда моды, вариационный размах, среднее значение, а также ряд производных показателей, характеризующих функционирование различных регуляторных систем организма, и специальных международных индексов – ИВР, ВПР и ИН. Для многих из этих индексов на большом экспериментальном материале определены клинические границы нормы [3-5], а также ряд последующих числовых интервалов, отвечающих дисфункциям той или иной степени. Чтобы провести более достоверный анализ данных, проводится комплексная оценка всех этих показателей (таблица 1).

Таблица 1. Критерии определения вегетативного тонуса по данным показателей ВСР

Показатель ВСР	Симпатикотония	Нормотония	Парасимпатикотония
ЧСС, уд/мин	>90	60-90	<60

SDNN, с	<0,03	0,03-0,04	>0,04
ИБР	>1,2	0,8-1,2	<0,8
Мо, с	<0,66	0,66-1	>1
ВПР	>10	3-10	<3
ИН	>200	50-200	<50

После обработки определенного количества электрокардиограмм, снятых с помощью прибора «ЭКГ-Экспресс», методом ВСР, можно сделать вывод о практичности и эффективности данного метода. Предложенный метод может быть использован для анализа данных, полученных с портативного электрокардиографа.

Пример обработки кардиограммы одного из исследуемых приведен на рисунках 3-5 и в таблице 2:

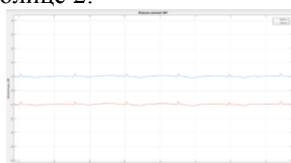


Рис. 3. Кардиограмма, пригодная для дальнейшего анализа

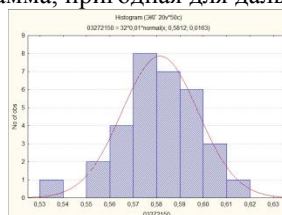


Рис. 4. Гистограмма распределения R-Ринтервалов

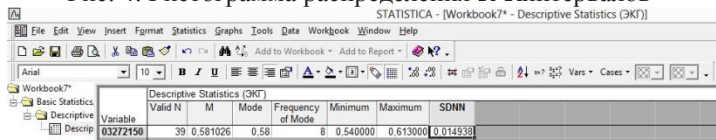


Рис. 5. Расчет статистических показателей

Таблица 2. Результат обработки данных.

Показатель ВСР	Значение	Интерпретация
ЧСС, уд/мин	103	Преобладание симпатического отдела
SDNN, с	0,02	Преобладание симпатического отдела
Мо, с	0,58	Преобладание симпатического отдела
ВПР	23,6	Преобладание симпатического отдела
ИН	236	Преобладание симпатического отдела
ИБР	2,7	Преобладание симпатического отдела

Проанализировав полученные данные исследуемого, можно отметить достаточно высокий тонус симпатического отдела нервной системы, что указывает на то, что организм тяжело справляется с физическими или психологическими нагрузками, тратя большое количество энергии. Причиной этому может служить как чрезмерные нагрузки, так и функциональные патологии, возможно имеющиеся у исследуемого.

Таким образом, предложенный способ обработки результатов использования прибора «ЭКГ-Экспресс» может быть применен в практике.

Литература:

1. http://www.vitalscan.ru/dt_hrv_ru.htm
2. http://cnit.ssau.ru/kadis/ocnov_set/tema3/text/3_2_4.html
3. <http://protein.bio.msu.ru/~akula/varCI/VarCI.htm>
4. <https://www.vedapuls.ru/stress>
5. https://studme.org/101579/ekologiya/gistogramma_raspredeleniya_ritma_serdtsa

ОДНОЧАСТОТНЫЙ ВОЛОКОННЫЙ ТУЛИЕВЫЙ ЛАЗЕР С ГЕНЕРАЦИЕЙ В ОБЛАСТИ 1.9 МКМ

А.Д. Владимирская, А.А. Вольф, И.А. Лобач

**Новосибирский государственный технический университет
Институт автоматизации и электрометрии СО РАН
г. Новосибирск, anastasiavladimirskaya97@gmail.com**

Реализован одночастотный волоконный тулиевый лазер с генерацией на длине волны 1919 нм. Ширина линии генерации составила менее 70 кГц при мощности генерации 65 мВт.

A single-frequency thulium-doped distributed-feedback fiber laser with central wavelength of 1919 nm is demonstrated. The laser generates single-frequency radiation with linewidth of 70 kHz and power of 65 mW.

Среди всех спектральных диапазонов генерации лазеров особое место занимает область генерации вблизи 2 мкм (1.9-2.2 мкм), что в первую очередь связано с сильным поглощением излучения парами воды и диоксидом углерода [1]. Благодаря этому одним из приложений таких источников является дистанционный анализ состояния атмосферы для задач анализа погоды, парникового эффекта или измерения ветра. Для решения подобных задач частот требуются высококогерентные источники одночастотного лазерного излучения с генерацией в области

2 мкм. Одним из подходов для получения одночастотного режима работы является формирование распределенной обратной связи.

В настоящей работе был создан и исследован одночастотный волоконный лазер, излучающий на длине волны 1919 нм. В лазере с распределенной обратной связью резонатором является волоконная брэгговская решетка, записанная в сердцевине активного волокна. Такая решетка при записи разделяется на две части с относительным сдвигом фазы модуляции показателя преломления на π . В рамках данной работы ВБР была записана при помощи технологии фемтосекундной лазерной модификации показателя преломления в одномодовом активном тулиевом волокне с сохранением поляризации [2]. Лазер накачивался полупроводниковым лазерным диодом на длине волны 1563 нм, усиленный волоконным эрбиевым усилителем по схеме задающий генератор и усилитель до 1.2 Вт. Применение полупроводниковой накачки позволило существенно уменьшить флуктуации мощности и частоты генерации. Порог лазерной генерации составил 300 мВт. Суммарная выходная мощность одночастотной генерации составила 65 мВт. Достаточно малая ширина линии излучения приводит к сложности измерения стандартными приборами, так как в таком случае форма спектра определяется аппаратной функцией. Для более точного определения ширины спектра был использован волоконный кольцевой интерферометр. Ширина линии генерации составила не более 70 кГц. (Рисунок 1)

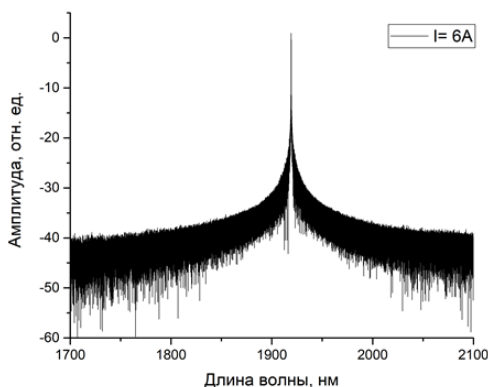


Рис. 1. Спектр генерации тулиевого лазера с распределенной обратной связью

Разработанный источник может быть применен для задач высокоразрешающей спектроскопии.

Литература:

1. 2 μ m laser sources and their possible applications / Scholle K. Lamrini S. Koopmann P, Fuhrberg P // IntechOpen. – 2010. – С. 491.
2. Distributed feedback fiber laser based on a fiber Bragg grating inscribed using the femtosecond point-by-point technique / Skvortsov, M. I., Wolf, A. A., Dostovalov, A. V., Vlasov, A. A., Akulov, V. A., & Babin, S. A. // *Laser Physics Letters*. – 2018. – № 15. – С. 1 – 5.

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ УСИЛЕНИЯ
ЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ В СИЛЬНОЛЕГИРОВАННЫХ
ALGAN СТРУКТУРАХ**

А.А. Гугнин, Д.Э. Закревский, Дм.Э. Закревский
Новосибирский Государственный Технический Университет
г. Новосибирск, dymkanik@gmail.com

Интерес исследования в работе - механизмы усиления в сильно легированных гетероструктурах Al_xGa_{1-x}N. Исследуемым объектом является образец сильно легированной гетероструктуры Al_xGa_{1-x}N. Методология эксперимента заключается в исследовании механизмов излучения образцов при оптическом и электронно-лучевом возбуждении.

The interest of the study is the amplification mechanisms in heavily doped Al_xGa_{1-x}N heterostructures. The studied object is a sample of a heavily doped heterostructure Al_xGa_{1-x}N. The experimental methodology is to study the radiation mechanisms of samples under optical and electron-beam excitation.

Применение и необходимость лазеров в науке, промышленности, медицине и прочих областях жизни и деятельности человека, не вызывает сомнений. Поэтому интерес к исследованию и синтезу активных сред, изучению новых методов создания инверсии населённости и способов возбуждения не угасает и по сей день. [1]

Среди всего многообразия лазеров наиболее простыми для использования являются твердотельные лазеры. Особую группу в них занимают полупроводниковые лазеры.

В последнее время большое внимание уделяется технологическим исследованиям, разработке методов синтеза и дизайна структур и различным применениям активных сред на основе нитридов металлов третьей группы и их твёрдых растворов. Нитриды металлов В5 группы и их твёрдые растворы — прямозонные полупроводники, у которых

запрещённой зона лежит в интервале $0.7 \text{ эВ} \div 6.1 \text{ эВ}$ для InN. и для AlN соответственно. Такая ширина обеспечивает диапазон длин волн от $\lambda \approx 200 \text{ нм}$ до $\lambda \approx 1800 \text{ нм}$. [2] Такие параметры делают их перспективными для применения в светоизлучающих приборах, у которых спектр излучения может лежать от ИК до УФ области спектра.

Человеческий глаз способен воспринимать лишь небольшую часть длин волн, которые лежат в интервале от $\lambda \approx 370 \text{ нм}$ до $\lambda \approx 770 \text{ нм}$. Этот диапазон называется участком видимых длин волн. Основные цвета, которые воспринимаются нашими глазами являются синий (440 нм — 490 нм), зелёный (500 нм — 570 нм) и красный (620 нм — 750 нм). Именно из этих базовых цветов можно получить все остальные цвета, доступные человеческому глазу.

Данная работа направлена на исследование свойств и параметров активных сред на основе гетероструктур $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$, а также механизмов усиления люминесценции в этих структурах [1] при оптическом возбуждении и возбуждении электронными пучками применительно к созданию светоизлучающих структур для источников на светоизлучающих диодах и полупроводниковых лазерах на этой основе, в том числе генерация широкополосного излучения в одном излучающем элементе [2]. Перспективным является применение лазеров и светоизлучающих элементов на этих структурах в областях медицины, промышленности и науки, в виду возможности широкополосной перестройки этих структур.

Структуры в настоящее время исследуются в Институте Физики Полупроводников СО РАН (ИФП СО РАН). Структуры выращены методом молекулярно-лучевой эпитаксии, для воздействия на них используются методы электронно-оптического и лучевого возбуждения.

Предварительные эксперименты проводились с образцом структуры $\text{Al}_{0.74}\text{Ga}_{0.26}\text{N}$. Воздействовав на структуру ЭП, было получено свечение, представленное на рисунке 1, так же представлен спектр излучения при разных энергиях накачки на рисунке 2.

Исследования, проводимые со структурой, могут свидетельствовать о том, что на этих структурах возможно получить лазерную генерацию, для этого необходимы исследования квантовой эффективности и коэффициента усиления. Примером конструкции, на которой будет возможно получить генерацию может быть помещение активной среды в резонатор из двух зеркал, при том условии, что одно из зеркал должно быть дихроичным.

На данный момент ведутся поиски способов получения генерации на исследуемой гетероструктуре.



Рис. 1 — Свечение $\text{Al}_{0.74}\text{Ga}_{0.26}\text{N}$ структур: *а* — свечение структуры под воздействием электронного пучка; *б* — проекция свечения структуры на листе белой бумаги

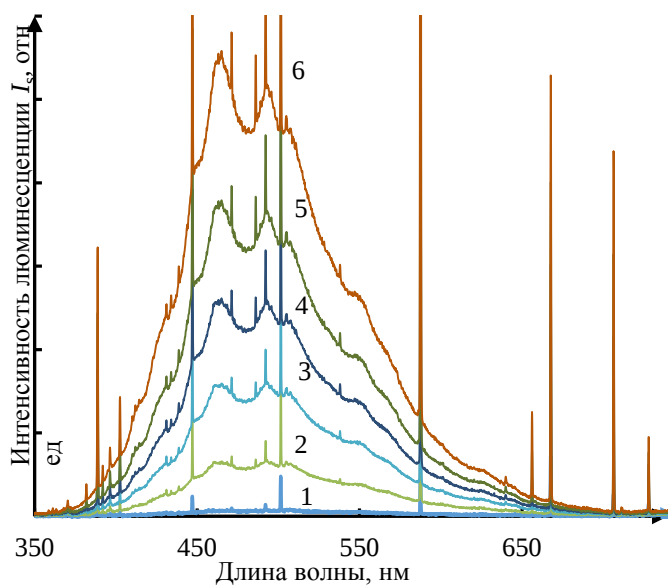


Рис. 4.1.2 — Спектр катодолуминесценции $\text{Al}_{0.74}\text{Ga}_{0.26}\text{N}$ структуры: 5.7(1); 7.8(2); 10(3); 12.1(4); 14.5(5); 17.8 (6) кэВ

Литература

1. Nakamura S., Senoh M., Nagahama S., Iwasa N., Matsushita T., Yamada T., Matsushita T., Kiyoku H., Sugimoto Y., Kozaki T., Umemoto H., Sano M., Chocho K. Appl. Phys. Lett., 72, 2014.
2. Weber, Marvin J. Handbook of laser wavelengths // CRC Press — 1999, — 767 с.

УЛЬТРАЗВУКОВАЯ ИНТЕНСИФИКАЦИЯ МЕДИКАМЕНТОЗНОГО РАСТВОРЕНИЯ КОНКРЕМЕНТОВ ЖЕЛЧНОГО ПУЗЫРЯ

Ю.А. Зюзькова, Е.Ю. Дикман, Е.Ю. Дикман
Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г. Томск, uzuuzkova@gmail.com

Новая методика лечения желчнокаменной болезни, совмещающая медикаментозное растворение конкрементов желчного пузыря и ультразвуковое воздействие, способствует повышению эффективности лечения. В рамках работы реализован лабораторный прототип ультразвукового генератора с регулируемыми параметрами для проведения экспериментальной составляющей исследования предложенной методики.

New method of treatment of gallstone disease which combine litholytic therapy and ultrasonic action contributes to rise of the effectiveness of therapy. During the research laboratory sample of ultrasonic generator with adjustable parameters was designed for realization of this method on the model.

В настоящее время наблюдается рост желчнокаменной болезни (ЖКБ). Желчнокаменная болезнь – образование камней в желчном пузыре. Причиной увеличивающейся распространенности заболевания являются такие аспекты, как количественное и качественное нарушение питания, изменение образа жизни, гиподинамия, плохая экология, а также улучшение диагностики заболевания. Кроме этого в развитии болезни играет роль наследственный фактор. Избавление от желчнокаменной болезни устраняет болевые колики и предостерегает от развития опасных осложнений [1].

Нахождение различных способов лечения ЖКБ является актуальной темой исследований ввиду прогрессирования заболевания с каждым десятилетием. Разработанная методика и аппаратура позволят получить значительный социальный эффект за счет увеличения скорости растворения камней в желчном пузыре, уменьшения времени лечения и количества оперируемых пациентов по поводу ЖКБ, а также снижения приема лекарственных средств.

Научная новизна проекта заключается в том, что в работе впервые показана возможность и аппаратное обеспечение, позволяющие вывести лечение ЖКБ на качественно новый уровень путем улучшения уже существующей методики консервативного медикаментозного лечения ЖКБ препаратами, содержащими урсодезоксихолевую кислоту.

Имеющиеся на сегодняшний день методы лечения несовершенны. Так, хирургическое вмешательство – холецистэктомия – имеет массу противопоказаний, несет за собой вероятность возникновения послеоперационных осложнений, развития воспалительных процессов. В ходе операции брюшная стенка человека подвергается травматизации, что впоследствии имеет неэстетический вид и вынуждает пациента восстанавливать свою трудоспособность в течение достаточно продолжительного периода времени.

Другой метод лечения – дистанционная экстракорпоральная ударно-волновая литотрипсия – безболезненна и эффективна при наличии малых камней. Однако, при дроблении камней крупные фрагменты, покидая желчный пузырь, могут перекрыть желчные протоки, тем самым ограничить отток желчи. Из-за этого может развиваться еще более серьезные обострения.

Химическое растворение желчных камней требует длительного лечения, что увеличивает его стоимость. Даже несмотря на продолжительность, данный метод может не привести к желаемому результату [2].

Исходя из этого была предложена новая методика лечения ЖКБ, которая будет основываться на чрескожном ультразвуковом воздействии, позволяющем увеличить диффузию между желчью с урсодезоксихолевой кислотой и холестериновым конкрементом [3]. Она является неинвазивной, безболезненной, высокоэффективной и, самое главное, безопасной, то есть не вызывает осложнений после проведения процедуры.

В практике физиотерапии существует несколько видов генераторов для ультразвуковой терапии, однако все они имеют недостаточные технические характеристики: ни один из существующих аппаратов не предусматривает регулировку частоты выходного сигнала.

Целью работы является разработка методики и аппаратуры для лечения ЖКБ путем интенсификации медикаментозного растворения конкрементов желчного пузыря ультразвуковым воздействием.

Для реализации поставленной цели была спроектирована структурная схема (рисунок 1), состоящая из генератора импульсов, усилителя сигнала, источника питания и непосредственно самого пьезоэлектрического преобразователя. По структурной схеме была

разработана принципиальная схема и произведен расчет необходимых электронных компонентов. Генератор было решено реализовать на микроконтроллере серии STM8S003K3, потому что он обладает такими преимуществами, как возможность подстройки параметров, меньшее потребление мощности, удобство эксплуатации и устойчивость генерированных сигналов. Была написана программа, позволяющая получать на выходе микроконтроллера прямоугольный сигнал с необходимой частотой следования импульсов. В результате проделанной работы была разработана и реализована печатная плата, после чего для нее был смоделирован корпус.

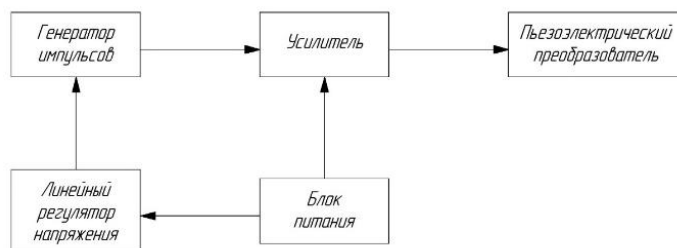


Рисунок 1 – Структурная схема ультразвукового генератора

Также для проверки работоспособности спроектированного ультразвукового генератора была разработана модель, имитирующая расположение конкремента в организме человека (рисунок 2). Для этого использовались свиная кожа с жировой прослойкой и мышечной тканью, свиная печень, латексная оболочка в качестве желчного пузыря, свиная желчь, препарат Урсосан и желчный конкремент человека, удаленный хирургическим путем.

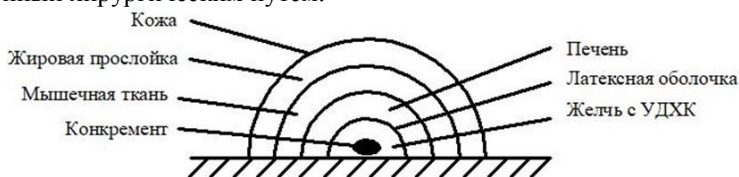


Рис. 2. – Схема проведения исследований

Исследование ультразвукового и медикаментозного воздействий совместно проводились на частоте ультразвуковых колебаний 880 кГц и интенсивности $0,5 \text{ Вт/см}^2$ в течение 3,5 часов. Через каждые 30 минут исследования производились замеры конкремента с помощью штангенциркуля. На рисунке 3 представлен график изменения диаметра конкремента в течение времени исследования.

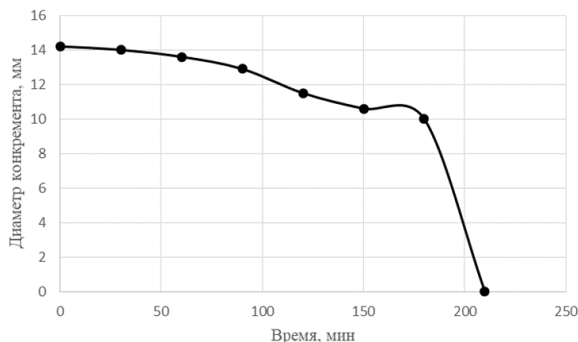


Рис. 3. – Изменение диаметра конкремента во время исследования

Спустя 3,5 часа камень под воздействием ультразвуковых волн и урсодезоксихолевой кислоты разломился пополам. Таким образом, исследования показали, что разработанная методика является эффективной. Также с помощью проведенного эксперимента была доказана работоспособность предложенной схемы ультразвукового генератора. Однако, вопрос чистоты эксперимента подлежит дальнейшему рассмотрению в связи с необходимостью точного расчета концентрации урсодезоксихолевой кислоты в желчном пузыре человека после принятия препарата перорально.

Литература:

1. Дадвани, С.А. Желчнокаменная болезнь / С.А. Дадвани, П.С. Ветшев, А.М. Шулутко, М.И. Прудков – М.: Изд. дом «Видар_М», 2000. – 176 с.
2. Маев, И.В. Диагностика и лечение заболеваний желчевыводящих путей: учебно-методическое пособие / И.В. Маев, А.А. Самсонов, Л.М. Салова, Ю.С. Шах, Е.В. Ульянкина. – М.: МГМСУ, 2003. – 79 с.
3. Применение ультразвука в медицине. Физические основы / ред. К. Хилла, пер. с англ. Л.Р. Гаврилова, А.П. Сарвазяна. – М.: Мир, 1989. – 589 с.

СУХОЙ ПЛАВАЮЩИЙ ЭЛЕКТРОД ДЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФА¹

А.А. Кадымов, С.В. Белавская, О.В. Гришин
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, arkadiymaestro@gmail.com

Предложена усовершенствованная конструкция сухого электрода для электроэнцефалографа, выполненная в виде двух параллельно расположенных диэлектрических пластин с соосными отверстиями, в которые вставлены перемещающихся по своей оси (плавающие) с одной степенью свободы тонкие стержни с подпружиненными контактами у основания каждого стержня.

An improved dry electrode design for an electroencephalograph is proposed. The electrode is made in the form of two parallel-mounted dielectric plates with coaxial holes in which thin rods, with spring-loaded contacts at the base of each rod, (floating) with one degree of freedom are inserted.

В настоящее время одним из наиболее информативных диагностических направлений медицины является энцефалография, позволяющая определить наличие патологии в головном мозгу человека. Для снятия энцефалограмм к биопотенциальным точкам на поверхности кожного покрова головы подключаются электроды различной конструкции. Одной из проблем процесса снятия энцефалограмм является возникновение дискомфорта у пациента. Это связано с тем, что для обеспечения хорошего электрического контакта активного электрода с кожным покровом головы используют различные токопроводящие пасты, а в некоторых случаях – удаление волосяного покрова с исследуемого участка [1]. Выходом из такой ситуации может явиться использование сухого электрода без нанесения токопроводящих паст. Анализ рынка показал, что в продаже отсутствуют подобные электроды. Однако в 2019 г. появилось сообщение о сухих электродах компании WEARABLE Sensing (США) (рис.1,2) [2].



Рис. 1 – Сухой стержневой электрод компании Wearable Sensing



Рис. 2 – Расположение электродов при снятии энцефалограмм

Анализ приведенных рисунков позволяет сформулировать некоторые особенности таких электродов.

1. Электроды больших размеров.
2. Электрод выполнен из стержней разной высоты.
3. Диаметр стержней – не меньше 1 мм.
4. Стержни в электроде жестко закреплены.

Исходя из перечисленных особенностей, можно сформулировать некоторые трудности, которые могут возникнуть при использовании этих электродов в процессе снятия энцефалограмм.

1. На голове пациента можно разместить не более десятка таких электродов. Довольно часто при снятии энцефалограмм требуется провести исследования до 20 и более биопотенциальных точек. На рис. 3 представлена Международная схема расположения электродов по системе “10 – 20” [3].

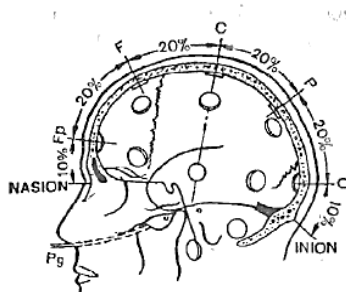


Рис. 3 – Международная схема расположения электродов по системе “10 – 20”; F, C, P, T, O – линии расположения электродов [3]

2. Использование электрода данной конструкции для снятия энцефалограмм предполагает обеспечение определенного давления на него для надежного контакта стержней разной высоты с кожным покровом головы, что может оказаться травматичным процессом для пациента.

3. При использовании этого электрода в некоторых случаях требуется подбрасывание волосяного покрова, так как расстояние между волосяными фолликулами (луковицами) примерно равно 0,5 мм [4]. Металлические стержни из-за своего размера могут попадать на волосяной покров и не обеспечивать надежный контакт с кожным покровом.

4. Не все стержни электрода могут обеспечить хороший контакт с кожным покровом головы ввиду их жесткого крепления.

Нами предложена новая конструкция электрода, лишенная этих недостатков [4, 5]. Данная цель достигнута за счет использования двух параллельно расположенных диэлектрических пластин с соосными отверстиями, в которые вставлены перемещающиеся по своей оси плавающие с одной степенью свободы тонкие стержни, что позволяет исключить процедуру подбрасывания волосяного покрова.

Предложенный электрод сконструирован и реализован. Его работа проверена при снятии нескольких энцефалограмм. Однако, и в этом электроде был обнаружен недостаток – не всегда обеспечивается достаточный контакт стержней с поверхностью кожного покрова головы. Для решения данной проблемы в конструкцию электрода добавлены подпружиненные контакты у основания каждого стержня, резиновый шлем, что обеспечивает более надежный контакт с поверхностью кожного покрова головы. Конструкция электрода представлена на рис. 4.

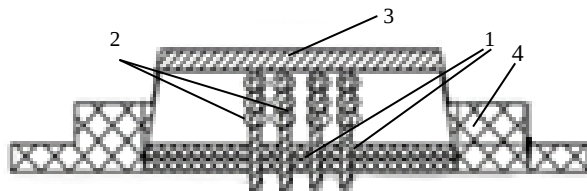


Рис. 4 – Эскиз части резинового шлема с электродом, помещенным в посадочное место, 1 – металлические стержни, 2 – пружины, 3 – металлическая контактная площадка, 4 – части резинового шлема

Эксперименты, проведенные по снятию энцефалограмм с предложенным электродом, показали надежность контакта электрода с

поверхностью кожного покрова головы без использования токопроводящих паст и выбривания волосяного покрова на исследуемом участке.

Литература

1. Илясов Л.В. Биомедицинская измерительная техника. – М.: Высшая школа. 2007. – 342 с.
2. DSI 7 Dry Electrode EEG Headset // WEARABLE SENSING URL: <https://wearablesensing.com/products/dsi-7-wireless-dry-eeeg-headset/> (дата обращения: 12.11.2019).
3. *Зенков Л.Р.* Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей. — М.: МЕДпресс - информ, 2004. — 368 с.
4. *Кадымов А.А., Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И.* Устройство для получения энцефалограмм с 4-х стержневым плавающим электродом. Материалы РНТК «Современные проблемы телекоммуникаций» – Новосибирск: СибГУТИ. 2019. – С. 583-587.
5. *Кадымов А.А., Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И.* Разработка 4-х стержневого плавающего электрода для электроэнцефалографа. Сборник научных трудов “Наука, технологии, инновации”. – Новосибирск: НГТУ. 2018. – С. 118 – 122.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СВЧ АТТЕНУАТОР НА УРОВЕНЬ МОЩНОСТИ 5 КВТ

А.Ю. Каратовский, А.С.Митьков, М.Г. Рубанович
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, aleksej0511@rambler.ru

В данной статье рассмотрены принципы построения и конструктивная реализация сверхширокополосного СВЧ аттенуатора на уровень мощности 5 кВт, выполненного на основе пленочной технологии с использованием диэлектрической подложки из бериллиевой керамики.

A design concept and a constructional implementation of the ultrabroadband microwave attenuator on the power level of 5 kW, made on the basic of film technology with the use of dielectric substrate made of beryllium ceramics, were considered in this article

В современной передающей аппаратуре цифрового телевидения существует необходимость измерения энергетических и информационных параметров выходных сигналов с заданной точностью. Основными особенностями при проведении измерений являются большой динамический диапазон измеряемых мощностей и широкая полоса частот. При этом, по уровню выходной мощности блоки и узлы радиопередающей аппаратуры различаются на несколько порядков (десятки милливатт – сотни ватт). В то же время допустимый диапазон входных мощностей имеющейся измерительной аппаратуры достаточно узок (единицы – десятки милливатт). Это приводит к необходимости использовать мощные аттенюаторы с фиксированными значениями вносимого ослабления, либо применять встроенные в передающую аппаратуру устройства для отвлечения части мощности выходного сигнала.

В статье предлагается способ реализации аттенюатора на уровень мощности 5000 Вт с входным сопротивлением 50 Ом. В конструкции прибора используется резистивный блок 12,5 Ом (рис. 1, блок А), широкополосный делитель мощности (рис. 1, блок Б) и два аттенюатора на уровень мощности 2000 Вт с входным сопротивлением 75 Ом (рис. 1, блоки В и Г), включенные параллельно. Для обеспечения общего входного сопротивления 50 Ом, ко входу делителя, имеющего сопротивление 37,5 Ом, подключен резистивный блок с сопротивлением 12,5 Ом, на котором рассеивается четвертая часть всей входной мощности (1250 Вт), так как 12,5 Ом равняется четвёртой части от 50 Ом. На каждом пленочном резисторе, выполненном на бериллиевой керамике размером 20*20*4 мм, допустимая рассеиваемая мощность не превышает 200 Вт. Таким образом, резистивный блок 12,5 Ом реализуется из шести последовательно соединенных резисторов, имеющих сопротивление по 2,0 Ом. Для практической реализации каждого из резисторов необходима резистивная плёнка длиной 5 мм и шириной 10 мм с поверхностным сопротивлением 1 Ом/□. Данная задача практически выполнима, так как технологически допустимо напылять на бериллиевую керамику резистивную пленку с поверхностным сопротивлением не менее 1 Ом/□.

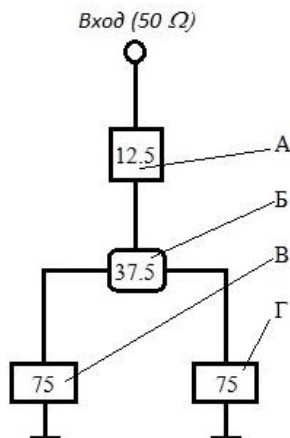


Рис. 1 – Принципиальная схема аттенюатора

В результате компьютерного моделирования и экспериментальных исследований установлено, что предложенный аттенюатор имеет коэффициент стоячей волны не более 1,2 в полосе частот от 0 до 500 МГц, что отвечает требованиям широкополосности для передающей аппаратуры.

Литература:

1. Сверхширокополосные аттенюаторы высокого уровня мощности: монография / М.Г. Рубанович, В. А. Хрусталева, В.П. Разинкин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2015. – 332 С. (Серия «Монографии НГТУ»).

ВЛИЯНИЕ КОЛИЧЕСТВА СОУДАРЕНИЙ ЭЛЕКТРОДОВ НА МОЩНОСТЬ УДАРНОГО МИКРОГЕНЕРАТОРА В РЕЖИМЕ СОХРАНЕНИЯ ЗАРЯДА

Д.Е. Киселев, В.П. Драгунов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dkiselev.nstu@gmail.com**

Тезис посвящён результатам исследования работы микрогенератора ударного типа. Преобразование энергии в таких устройствах происходит благодаря изменению межэлектродного зазора и попеременного соударения

электродов в процессе работы. Приведено сравнение вырабатываемой мощности для ударного микрогенератора в режиме сохранения заряда для случая с одним и двумя ударами за период для трехэлектродного преобразователя.

The thesis is devoted to the results of a study of the impact type microgenerator. Energy conversion in such devices occurs due to a change in the interelectrode gap and alternating collision of the electrodes during operation. A comparison of the power generated for an impact type microgenerator in the charge mode for the case with one and two impacts per period for a three-electrode transduce is given.

В настоящее время растет потребность в эффективных автономных источниках питания для различных автономных микроустройств, для которых замена источника питания обычно нецелесообразна по ряду причин (стоимость, время, недоступность расположения). Источниками энергии для таких устройств является энергия в окружающей среде, представленная ветром, солнечным светом и т.д. Но самым практичным источником для небольшого устройства являются внешние вибрации, генерируемые различными окружающими источниками: стены строений, ходьба человека, движение транспорта и т.д.

Наиболее распространенными преобразователями таких вибраций в электрическую энергию (микрогенераторами) являются электростатические преобразователи, по причине их совместимости с интегральной технологией производства электронных устройств. В основе их работы лежит модуляция емкости под действием вибраций.

В настоящее время рассматривается новый тип микрогенераторов – ударный, как перспектива для увеличения мощности устройств. Основной принцип, закладываемый в работу ударного преобразователя, является использование сил инерции, возникающих в момент соударения электродов и помогающих преодолеть электростатические силы притяжения.

Конструкция ударного микроэлектромеханического преобразователя представляет собой переменный конденсатор (в данном случае с 3 электродами). Схема представлена на рис.1. В процессе движения корпуса, вызванного внешней вынуждающей силой, через систему масса-пружина в движение приводится и подвижный электрод. В общем случае на подвижный электрод массой m действуют несколько сил: силы упругости со стороны подвесов $k/2$, стремящиеся вернуть его в положение равновесия; электростатические силы притяжения со стороны корпуса, обеспеченные приложенным напряжением; силы инерции, возникающие в момент удара с корпусом, передающие часть кинетической энергии корпуса.

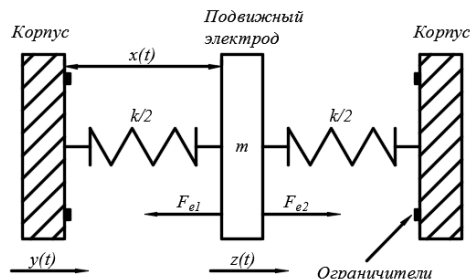


Рис. 1 – Схема непланарного ударного микрогенератора

Согласно рис.1, поведение системы в общем случае описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$m \frac{d^2 z}{dx^2} + B \frac{dx}{dx} + k(x - d_0) - F_{эл} = 0 \quad (1)$$

где B – коэффициент механического сопротивления, k – коэффициент жесткости, d_0 – половина величины зазора между стенками корпуса, $F_{эл}$ – общая электрическая сила.

С учетом замены $x - d_0 \rightarrow \delta$, где δ – смещение подвижного электрода от середины конструкции, уравнение 1, преобразуется к виду:

$$m \frac{d^2 \delta}{dx^2} + B \frac{d\delta}{dx} + k\delta - F_{эл} = 0 \quad (2)$$

В случае если упругие силы, затухания, и электрическая сила незначительны, ими можно пренебречь, и тогда существует множество стабильных периодических режимов, определяемых соотношением между амплитудой внешних колебаний и межэлектродным зазором. Некоторые из них представлены на рис. 2 и рис.3.

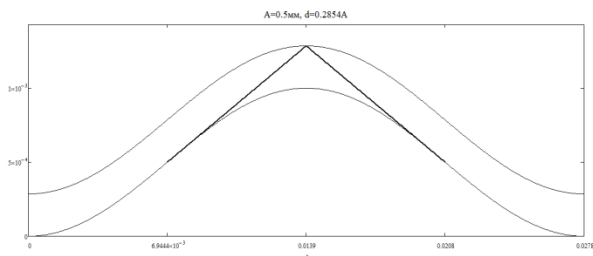


Рис. 2 – Режим с одним соударением за период.
Тонкие кривые – корпус, толстая кривая – подвижный электрод

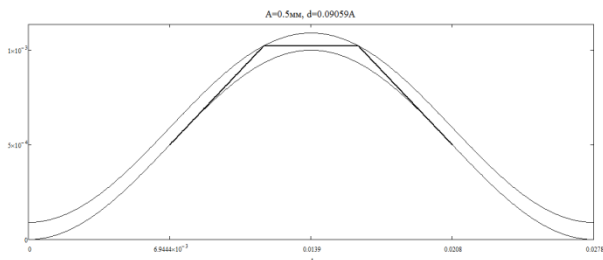


Рис. 3 – Режим с тремя соударениями за период

В ходе анализа вырабатываемой мощности рассматривался микрогенератор в режиме сохранения заряда, который заражается в моменты максимальной емкости (моменты ударов) и полностью разряжается на нагрузку в моменты минимальной емкости (середина зазора) или в момент середины траектории (для случая с двумя ударами). Движение подвижного электрода предполагалось в соответствии с показанными ранее траекториями на рис. 2 и 3.

В итоге была получена зависимость вырабатываемой мощности микрогенераторов от величины внешней амплитуды колебаний. Как можно видеть мощность падает при увеличении числа ударов для описанных периодических режимов. Однако, несмотря на это, при увеличении ударов величина мощности будет увеличиваться. В дальнейших исследованиях предполагается установить, будет ли асимптотическим это увеличение или нет.

Аналогичные зависимости можно получить и для двухэлектродного преобразователя, если положить, что один из электродов корпуса будет нейтрален. Однако, это приведет к снижению мощности, так как использование двухэлектродной конструкции приведет к снижению количества циклов заряда и разряда за период.

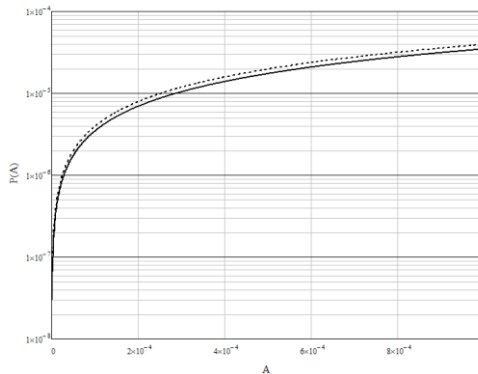


Рис. 4 – Зависимость мощности микрогенератора от внешней амплитуды колебаний для одноударного (пунктир) и двухударного (сплошная кривая) режимов.

В итоге было установлено, что для данных периодических режимов, увеличения мощности не наблюдается. Однако, микрогенераторы ударного типа имеют перспективы для получения выигрыша в мощности по сравнению с классическими конструкциями в общем, стохастическом, случае, когда количество соударений значительно больше описанного. Это было показано ранее в ходе численного моделирования, в рамках магистерской диссертации.

Литература

1. Киселев Д. Е. Периодические режимы работы ударного микроэлектромеханического преобразователя / Д. Е. Киселев, В. П. Драгунов // Современные проблемы телекоммуникаций : материалы Рос. науч.-техн. конф. – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2019. – С. 596 – 600.
2. Драгунов В. П. Микромеханический электростатический преобразователь // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2007. – № 1 (8). – С. 56 – 66.
3. Baginsky, I., Kostsov, E., & Sokolov, A. Single-Capacitor Electret Impact Microgenerator // Micromachines, 7(1), 5. 2016

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭМПИРИЧЕСКОЙ МОДОВОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ АРТЕФАКТОВ В СИГНАЛАХ ЭЭГ

А.В. Козин, Ю.И. Щетинин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, JasderoR440@gmail.com**

Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) – запись изменений электрической активности мозга. ЭЭГ широко применяется при проведении психофизиологических исследований. Процесс записи ЭЭГ сопровождается влиянием помех (артефактов) вне мозгового происхождения, что значительно искажает запись, затрудняя ее дальнейший анализ. В данной работе рассматривается применение метода эмпирической модовой декомпозиции (ЭМД) и его основных модификаций для устранения физиологических артефактов ЭЭГ записи.

Electroencephalogram (EEG) is a record of changes in the electrical activity of the brain. EEG is widely used in psychophysiological research. The EEG recording process is accompanied by the influence of extra-cerebral noises (artifacts), which significantly distorts the records, making it difficult to analyze further. This paper discusses the application of empirical mode decomposition (EMD) and its main modifications to remove physiological artifacts of EEG recordings.

Электроэнцефалография (ЭЭГ) – метод нейрофизиологических исследований, основанный на регистрации биоэлектрической активности мозга. Наиболее часто ЭЭГ применяется при изучении деятельности и функций мозга, при изучении стадий сна, в диагностике и лечении ряда заболеваний, в частности, связанных с эпилепсией [1], а также в психологии и технических приложениях ЭЭГ (системы интерфейса мозг – компьютер).

По своей природе сигнал ЭЭГ – низкоуровневый (его амплитуда составляет 10-100 мкВ), из-за чего процесс его регистрации сопровождается влиянием различных помех вне мозгового происхождения – артефактов. Наиболее распространенные из них - глазодвигательный (ЭОГ) и миографический (ЭМГ) артефакты. Поскольку большинство артефактов имеют более высокую мощность и перекрываются по частотному диапазону с полезным сигналом, при регистрации сигналы ЭЭГ могут значительно искажаться. Это снижает их диагностическую ценность и затрудняет анализ. Поэтому влияние артефактов желательно исключить или в достаточной мере снизить (подавить).

Для этой задачи разработано множество методов, основные из которых: цифровая фильтрация, регрессионный анализ, методы слепого разделения источников, вейвлет-преобразование и др. Однако

большинству из них требуется наличие дополнительных сигналов, связанных с удаляемым артефактом (ЭКГ, ЭОГ, ЭМГ). Поэтому, несмотря на имеющиеся на данный момент достижения и результаты, проблема подавления физиологических артефактов все еще не является завершенной и остается актуальной, что подтверждается новыми публикациями в этой области.

В данной работе рассматриваются и анализируются возможности метода эмпирической модовой декомпозиции - ЭМД (Empirical Mode Decomposition, EMD) для подавления артефактов в сигналах ЭЭГ. Этот метод предложен Норденом Хуангом в 1995 году для обработки нестационарных и нелинейных сигналов [2]. К таким сигналам относится большинство биомедицинских сигналов, в том числе и сигналы ЭЭГ.

В основе метода ЭМД лежит предположение, что любой сигнал можно представить в виде набора внутренних модовых функций (эмпирических мод) и остатка разложения - тренда. Каждая эмпирическая мода извлекается из исследуемого сигнала, учитывая его локальные особенности и внутреннюю структуру, что делает метод адаптивным.

Согласно исследованиям, приведенным в работе [3], извлеченные эмпирические моды по своему частотному составу во многих случаях соответствуют различным осцилляторным паттернам ЭЭГ записей, в том числе - артефактам. Следовательно, удаляя из результата декомпозиции эмпирические моды, содержащие физиологические артефакты, может быть осуществлена реконструкция сигнала ЭЭГ без артефактов.

Для решения проблем базового метода ЭМД были предложены его модификации: ансамблевый метод (EEMD), полный ансамблевый с адаптивным шумом (CEEMDAN), многомерная (MEMD) и др. Для обработки сигналов ЭЭГ эти методы пока практически не использовались.

Перед использованием выбранных методов ЭМД для подавления артефактов в реальных ЭЭГ сигналах было рассмотрено их применение к полу-имитированному набору тестовых ЭЭГ сигналов (рисунок 1).

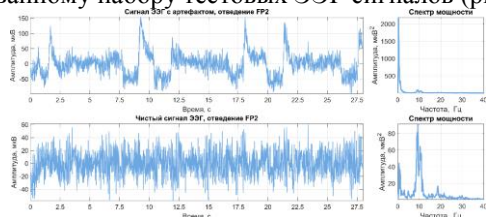


Рис. 1 – Зашумленный артефактом ЭОГ и “эталонный” ЭЭГ сигналы из полу-имитированного набора.

Используя среду разработки MATLAB 2018b, была выполнена реконструкция чистого ЭЭГ сигнала (рисунок 2).

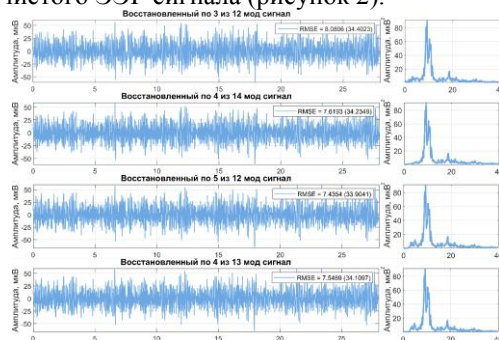


Рис. 2 – Результат реконструкции чистого ЭЭГ сигнала методами EMD, EEMD, CEEMDAN и MEMD соответственно.

Каждый из рассмотренных методов справился с подавлением артефакта. Однако вычисление среднеквадратической ошибки реконструированного сигнала показало, что метод CEEMDAN справился немного лучше.

После применения выбранных методов к полу-имитированному набору ЭЭГ сигналов, в лаборатории медицинских аппаратов и систем кафедры ССОД НГТУ была проведена запись реальных сигналов ЭЭГ с артефактами. Сигналы с отведений Fr2 и O2, искаженные артефактами ЭОГ, а также результаты реконструкции чистых ЭЭГ сигналов, представлены на рисунках 3 и 4.

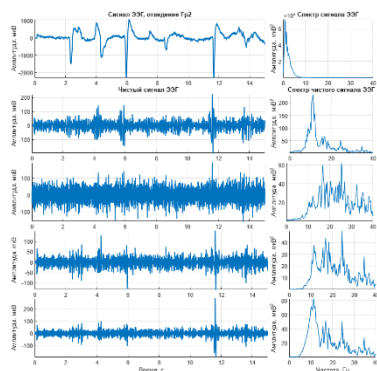


Рис. 3 – Сигнал ЭЭГ с отведения Fr2 и результаты реконструкции методами EMD, EEMD, CEEMDAN и MEMD соответственно.

В случае отведения Fr2 лучше всего искажение сигнала артефактом ЭОГ устраняется методом CEEMDAN.

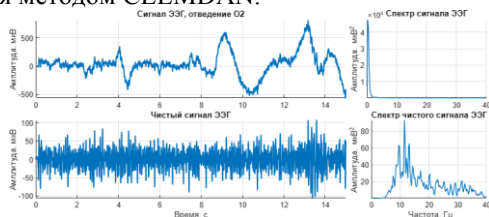


Рис. 4 – Сигнал ЭЭГ с отведения О2 и результат реконструкции методом CEEMDAN соответственно.

В более же простом случае, на примере отведения О2, рассмотренные методы дали примерно одинаковые результаты, поэтому на рисунке 4 приведен результат только для метода CEEMDAN. Данные примеры демонстрируют, что методы ЭМД позволяют обрабатывать как относительно простые искажения записи ЭЭГ артефактами, так и сигналы с комплексными, высокоуровневыми шумами.

Основные результаты данной работы заключены в следующем:

- 1) Эмпирическая модовая декомпозиция показала достаточную эффективность и конкурентоспособность в задачах фильтрации сигналов ЭЭГ от физиологических артефактов.
- 2) Метод CEEMDAN характеризуется значительно меньшими вычислительными затратами (по сравнению с EEMD) и восстанавливает чистый сигнал ЭЭГ с меньшей погрешностью по сравнению с EMD и EEMD.

Литература:

1. И.М. Прищепа, И.И. Ефременко Нейрофизиология. - Минск: Вышэйшая школа, 2013. - 285 с.
2. Norden E. Huang, Zheng Shen, Steven R. Long, Manli C. Wu, Hsing H. Shih, Qunan Zheng, Nai-Chyuan Yen, Chi Chao Tung, Henry H. Liu Proc. R. Soc. Lond. A. "The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis." Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences 1998. 454. 903-995. 10.1098/rspa.1998.0193.
3. Vadim V. Grubov, Evgenia Yu. Sitnikova, Alexey N. Pavlov, Marina V. Khramova, Alexey A. Koronovskii, and Alexander E. Hramov "Time-frequency analysis of epileptic EEG patterns by means of empirical modes and wavelets", Proc. SPIE 9448, Saratov Fall Meeting 2014: Optical

**РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ
ОХЛАЖДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ ПО
ВИЗУАЛИЗАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКОЙ ТКАНИ ВО ВРЕМЯ
КРИОХИРУРГИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ.**

**Е.С. Королюк
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет,
г. Томск, esk13@tpu.ru**

Криохирургией называют хирургический метод удаления биологической ткани с помощью сверхнизких температур. Одной из основных проблем в криохирургии является сложность в определении границ и глубины заморозки ткани. В данной работе представлены промежуточные результаты при разработке экспериментальной системы по визуализации границ и глубины замораживания ткани. Произведена разработка и тестирование части экспериментальной установки – системы охлаждения и нагрева для исследуемых образцов.

Cryosurgery is a surgical method of removing biological tissue using ultra-low temperatures. One of the main problems in cryosurgery is the difficulty in defining the limits and depth of tissue freezing. This study provides intermediate results for the development of an experimental system for visualizing the boundaries and depth of tissue freezing. The development and testing of a part of the experimental installation - cooling and heating system for the samples under study - was carried out.

Криотерапия заняла прочное место среди различных направлений в медицине. Методы разрушения патологических тканей с помощью холода используются для удаления различных доброкачественных и злокачественных образований. Безболезненность, доступность, простота локального воздействия холодом выгодно отличается данный метод от других видом хирургического воздействия [1].

В настоящее время происходит работа по созданию экспериментальной установки, позволяющая определять глубину и границу промерзания ткани с помощью электрической импедансной томографии [1].

Основным элементом экспериментальной установки является система визуализации, работающая на принципе электрической импедансной томографии [2]. Система визуализации состоит из двух составных частей - передатчик, представляющий собой генератор зондирующих электрических импульсов и приемник - аналого-

цифровой преобразователь, определяющий разность потенциалов между электродами в исследуемом объекте[3].

Для контроля теплофизических процессов и визуализации процесса замораживания необходимо разработать охлаждающую установку (криостат) для охлаждения и нагрева исследуемых образцов способную замораживать исследуемые образцы до температуры минус 50°C и ниже, а так же нагревать до температуры плюс 20°C. Стенки охлаждающей установки должны быть хорошо изолированы от воздействия внешней среды.

Выбор материала и изготовление корпуса охлаждающей установки.

Охлаждающие установки предназначены для искусственного снижения и поддержания пониженной температуры окружающей среды. В таких установках система теплообмена с охлаждаемым объектом, как правило, бывает выполнена по замкнутой системе или по разомкнутой. В данном случае для удобства проведения экспериментов было принято решение выбрать разомкнутую систему теплообмена.

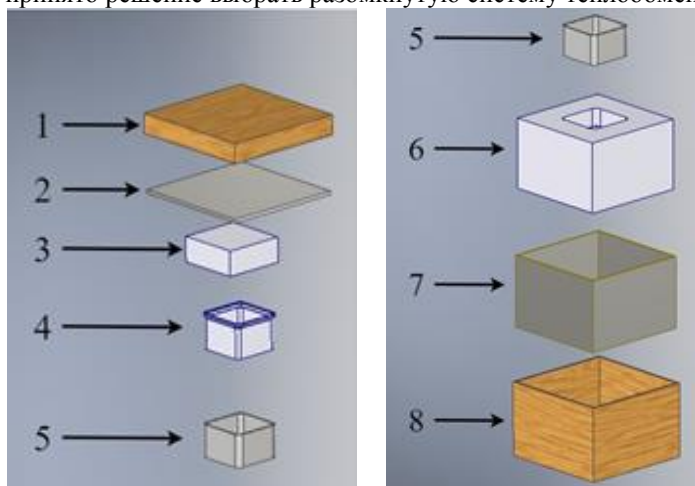


Рис. 1 – Конструкция охлаждающей установки. Где: 1 – крышка; 2,3,5,6,7 – теплоизоляционный слой; 4 – криокамера; 8 –внешний корпус системы охлаждения.

Конструкция и функционал составных частей холодильной установки:

Криокамера (рисунок 1, цифра 4) - герметичная емкость, куда будет заливаться жидкий азот. Внутри неё будет находиться радиатор и исследуемый образец биологической ткани. В качестве материала для

криокамеры используется PETG пластик из-за стойкости к криогенным температурам.

Тонкий теплоизоляционный слой (рисунок 1, цифра 2,5,7) - предназначен для предотвращения первичных и конечных теплопотерь внутри холодильной установки.

Толстый теплоизоляционный слой (рисунок 1, цифра 3,6) - предотвращает теплопотери между двумя тонкими теплоизоляционными слоями. Имеет низкую теплопроводность.

Корпус холодильной установки (рисунок 1, цифра 8) - защищает теплоизоляционные материалы от внешних воздействий.

Крышка холодильной установки (рисунок 1, цифра 1) - предохраняет теплопотери холодильной установки во время проведения экспериментов, также через технологическое отверстие в крышке, возможно размещение проводов регистрирующих процесс заморозки биологических тканей.

Тестирование охлаждающей системы.

Для проверки и подтверждения возможности работы охлаждающей установки, было запланирован ряд экспериментов, показывающий возможность охлаждения и нагрева исследуемых образцов.

В качестве тестового образца использовался ватный диск, смоченный в дистиллированной воде. Охлаждение осуществлялось с помощью прилива небольших порций жидкого азота на дно криогенной камеры. Этапы проведения эксперимента с охлаждающей камерой показаны на рисунке 2.

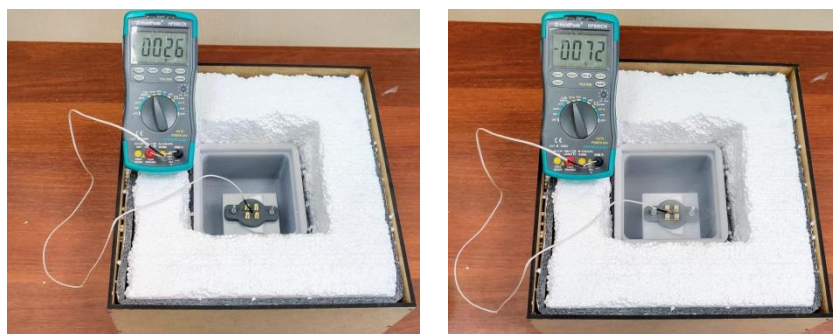


Рис. 2 – Охлаждение тестового образца. Рисунок слева - начало проведение эксперимента. Тестовый образец помещен в охлаждающую камеру. Температура составляет плюс 26°C. Рисунок справа - тестовый образец охлажден до температуры минус 72°C с помощью постепенного прилива в охлаждаемую камеру жидкого азота.

При достижении максимальной отрицательной температуры, прилив жидкого азота прекращался, и закрывалась крышка охлаждающей установки (рисунок 3).



Рис. 3 – Нагрев экспериментального образца. Охлаждающая камера накрывается теплоизоляционной крышкой, обратная сторона изоляционной крышки покрыта слоем фольгированного пенополистирола для дополнительной теплоизоляции.

Параметры охлаждающей системы, полученные в результате тестирования, полностью удовлетворяют требованиям для экспериментальной установки. Минимально возможная температура охлаждения экспериментального образца составила минус 190°C. В зависимости от скорости прилива жидкого азота в камеру, а также от плотности закрытия крышки, возможно, регулировка скорости охлаждения и нагрева тестируемого образца в широком температурном диапазоне.

Благодарности:

Работа проводилась в рамках программы "Старт-1" от Фонда содействия инновациям. Договор №3176ГС1/48717

Литература:

1. Королук Е. С., Бразовский К. С. Повышение эффективности криодеструкции с помощью измерения глубины промерзания ткани //НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ. – 2016. – С. 96-97.
2. Королук Е. С., Ханахмедова Г. Б. Повышение эффективности определения степени криовоздействия с помощью импедансной томографии //Инженерия для освоения космоса: сборник научных трудов V Международного молодежного форума, г. Томск, 18-20 апреля 2017 г.—Томск, 2017. – 2017. – С. 84-87.
3. Korolyuk E., Brazovskii K. S. Improved system for identifying biological tissue temperature using electrical impedance tomography //MATEC Web of Conferences. Vol. 158: Space Engineering.—Les Ulis, 2018. – EDP Sciences, 2018. – Т. 158. – С. 1019.

КОМПЛЕКС ДИНАМИЧЕСКОЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ СКЕЛЕТНЫХ МЫШЦ ДЛЯ АЛЬТЕРНАТИВНОЙ ИННЕРВАЦИИ С БИОЛОГИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Д. И. Кочетов

**Национальный исследовательский Томский политехнический
университет
г. Томск, dik19@tpu.ru**

В данной работе разработан комплекс для альтернативной иннервации скелетных мышц. По своей сути, он создает альтернативные каналы управления мышцами человека в обход каналов мышечной эфферентации периферической нервной системой. Комплекс имеет собственный вычислительный центр и цепи обратной связи от датчиков положения тела в пространстве и ускорений. На данный момент разрабатывается часть, ответственная за формирование управляющих сигналов на основе энцефалографии в реальном времени, так называемая, система управления на основе БОС. Устройство электростимуляции вырабатывает сигналы электромиостимуляции. Предполагается, что данная разработка поможет лицам с ОВЗ по ОДА, прикованным к инвалидной коляске, передвигаться с помощью собственных ног.

In this paper, a complex for alternative innervation of skeletal muscles was developed. At its core, it creates alternative channels of human muscle control bypassing the channels of muscular efferentation by the peripheral nervous system. The complex has its own computer center and feedback circuits from sensors of body position in space and accelerations. At the moment, the part responsible for the formation of control signals based on encephalography in real time, the so-called control system based on biofeedback, is being developed. The electrical stimulation device generates electrical stimulation signals. It is expected that this development will help the persons with disabilities of the musculoskeletal system, confined to a wheelchair, to walk using your own feet.

Восстановление нормального качества жизни лиц с ОВЗ по причинам дефектов ОДА в следствие травм и заболеваний сегодня является актуальной проблемой. Существующие средства не позволяют данным людям достаточно близко приблизиться к качеству жизни здоровых людей.

Для решения данной проблемы было принято решение разработать устройство для альтернативной иннервации скелетных мышц человека посредством многоканальной электромиостимуляции. Разумеется, для применения данного аппарата требуется отсутствие противопоказаний для электромиостимуляции. Применение аппарата предполагается при повреждениях периферических нервов или частей ЦНС, ответственных

за формирование и проведение управляющих сигналов от мозга для мышц.

Параметры стимулирующих сигналов:

- Частота несущего колебания: 5000-6000 Гц;
- Частота пачек импульсов колебания 40-100 Гц;
- Максимальная амплитуда силы тока 20 мА;
- Максимальная амплитуда стимулирующих электрических сигналов 30В.

График модулирующего сигнала для амплитудной модуляции приведен на рис. 1. Данная форма пачки импульсов объясняется тем, что сначала подается, непосредственно, сам стимулирующий сигнал, затем антиэлектростимулирующий, который по энергии равен стимулирующему. Полярность объясняется законами Пфлюгера. Несущее колебание является синусоидальным.

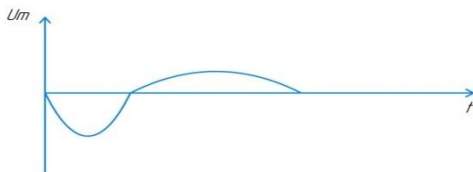


Рис. 1 График напряжения модулирующего сигнала

На рис. 2 представлена структурная схема комплекса. Управление комплексом осуществляется схемой управления. Она генерирует управляющие сигналы для блока генераторов, схемы формирования импульсов и усилителей и осуществляет программное управление.

Блок питания необходим для восполнения заряда аккумуляторов. После зарядки отключается от электромиостимулятора.

Блок генераторов осуществляет генерацию переменного электрического тока определенной формы графика напряжения от времени.

Блок формирования стимулирующих импульсов и усилителей осуществляет формирование на основе команд от управляющей схемы и электрических сигналов генераторов стимулирующие импульсы напряжения или пачки импульсов напряжения несущей частоты, подаваемые на электроды с определенной частотой.

Электроды стимуляции осуществляют подвод электрических сигналов к мышцам неинвазивно. Во время подачи стимулирующих импульсов он имеет отрицательный потенциал, а во время подачи антиэлектростимулирующего сигнала – положительный.

Устройство питается от схемы подготовки питания от аккумулятора для устройства напряжением $+5В$ и $\pm 15В$. Аккумуляторы осуществляют питание всего электромиостимулятора. В устройстве используется 3 аккумулятора напряжением при полном заряде 3,7 В каждый.

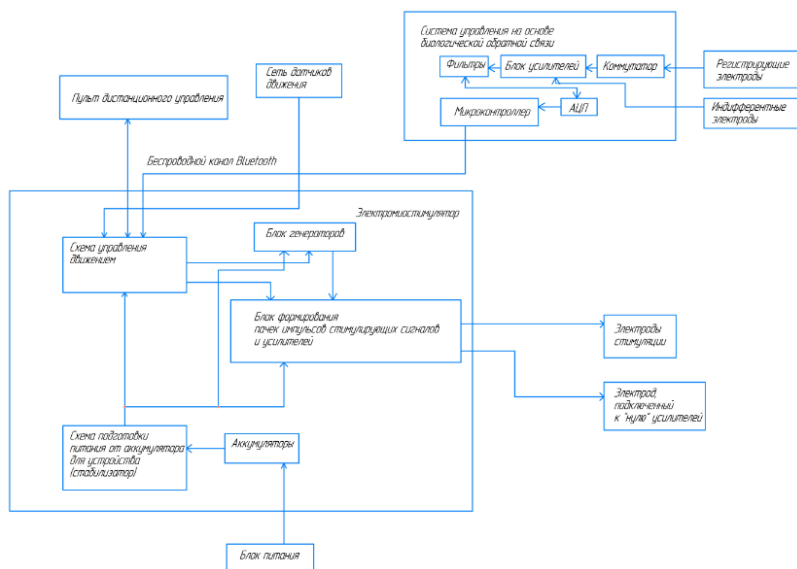


Рис. 2 Структурная схема комплекса

Электрод, подключенный к нулю усилителей имеет большую площадь и сделан из фольги, нанесенной на полимерную подложку. Он крепится к местам, на которых нет двигательных точек. В общем случае, состоит из нескольких электродов большой площади, закрепленных на различных частях тела и накоротко соединенных между собой гальванически. Во время стимуляции он имеет положительный потенциал, а во время подачи антиэлектролизного сигнала – отрицательный.

Формирование стимулирующих импульсов осуществляется с помощью частотно-импульсной модуляции сигнала блока генераторов.

Функция поддержания равновесия осуществляется благодаря датчикам движения, которыми являются акселерометры и гироскопы. Они крепятся в разных точках тела человека. Коррекции стимуляции осуществляется на основе данных от этих датчиков.

Литература:

1. Николаев А.А. Электростимуляция в спорте. - Смоленск: Смоленский государственный институт физической культуры, 1999. - 74 с.
2. Системы электростимуляции органов и тканей [Электронный ресурс]: комплекс текстовых материалов для интерактив. обучения в системе MOODLE / Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т); авт.-сост. Л.И. Калакутский, С. А. Акулов, А.А. Федотов. – Электрон. текстовые и граф. дан. (1,85 Мбайт). – Самара, 2012.
3. Контроль параметров медицинской техники: учеб. пособие / И. В. Яковлева; Забайкал. гос. ун-т.-Чита: ЗабГУ, 2015. – 240 с.
4. Устюжанин В. А./ Диагностические медицинские приборы и системы: Учебное пособие.-Чита:Поиск, 2009.-240с с., илл.
5. Билич, Г. Л. Анатомия человека/ Г. Л. Билич, Е. Ю. Зигалова.-2-е изд.-Москва: Издательство «Э», 2017.-240 с. ил.-(Медицинский атлас).
6. Прянишников В.А./Электроника. Полный курс лекций.-СПб.: Издательство «Корона. Век», 2014. –416 с.
7. <https://vpaуaem.ru/information18.html>.
8. Березин С.Я. Конструирование приборов и узлов электронной аппаратуры: учеб. пособие. - Чита: ЧитГУ, 2009. - 254 с.
9. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы ATMEL, 5-е изд., стер. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 560 с.
10. Глушук С.Ф., Пеккер Я.С Автономные электростимуляторы: конструирование и применение. – Томск: Изд-во. ТПУ, 2004. – 367 с.

ПОРТАТИВНОЕ МЕДИЦИНСКОЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЕ УСТРОЙСТВО

А.А. Солдатов, А.С. Крыгин, Д.А. Солдатов, Е.С. Солдатова
Томский политехнический университет,
г. Томск, anton.s.krygin@sibmail.com

Существует много диагностических методов, для определения уровня заполнения гайморовых пазух. Они обладают существенными недостатками, поэтому предлагается метод ультразвукового контроля. Представлен экспериментальный стенд для исследований уровня заполнения гайморовых пазух.

There are many diagnostic methods to determine the maxillary sinuses filling level. They have significant drawbacks; therefore, an ultrasonic testing method is

proposed. An experimental stand for studies of the level of maxillary sinus filling is presented.

Симптомы начинающегося гайморита мало чем отличаются от признаков обычного простудного заболевания, поэтому мало кто обращает на них повышенное внимание.

Диагностические методы:

- КТ
- МРТ
- Термографический метод

Применение ультразвукового исследования позволяет обнаружить скопление жидкости в гайморовых пазухах и утолщение воспаленной слизистой оболочки.

- Достоинства ультразвукового исследования:
- безвредность (отсутствие лучевой нагрузки);
- относительная дешевизна;
- безопасность для беременных и детей;
- кратковременность исследования;
- отсутствие инвазивного вмешательства;
- возможность получения информации (о движении крови по сосудам, скорости кровотока) в реальном времени;

Недостатки ультразвукового исследования:

- ограничение четкости изображения площадью датчика;
- более низкое разрешение, чем при МРТ и КТГ;

Ультразвуковые методы исследования – это методы использующие лучевую диагностику, при которых используются высокочастотные звуковые (ультразвуковые) волны для получения характеристик и параметров изображений.



Рис.1 – Ультразвуковые методы исследования

На сегодняшний день, существует достаточно большое количество методов ультразвукового исследования, дающие права, проводить различные исследования, в области ультразвукового контроля.

Эхометод основан на регистрации эхосигналов от дефектов – несплошностей.

Специальная часть.

Генератор (1), излучатель (2), блок управления и индикации (3), счетчик (4), приемник (5), предварительный усилитель (6), пиковый детектор (7), система управления доступом к памяти (8), аналого-цифровой преобразователь (9), пороговое устройство (10), оперативное запоминающее устройство (11), тактовый генератор (12).

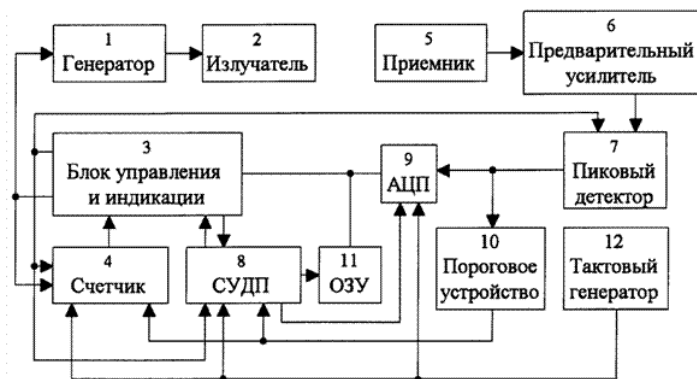


Рис. 2 – Схема устройства

Для начала работы схемы блок 3 формирует импульс, сбрасывающий 7, 4 и 8. Затем происходит измерение временного интервала между излученным и принятым сигналами $t_{\text{ПОР}}$, для чего блок 3 формирует сигнал, который формирует импульс ультразвуковой частоты 1 и 4, отсчитывающий импульсы 12. 2 преобразует импульс в ультразвуковые колебания и излучает их. Отраженный сигнал достигает 5, преобразуется в электрические колебания, которые усиливаются 6. Сигнал с 6 проходит обработку 7 и поступает на 9 и 10. Амплитуда сигнала 7 достигает значения $U_{\text{ПОР}}$, 10 формирует сигнал, который остановит 4. После измерения временного интервала проводят оцифровку и сохранение начального участка, предварительно обработанного 7 принятого сигнала.

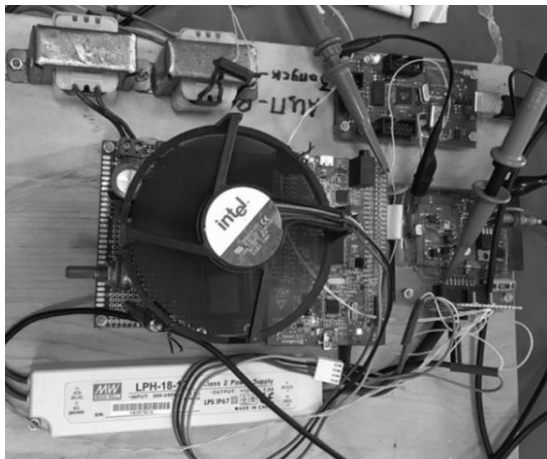


Рис. 3 – Экспериментальный стенд портативного устройства

В заключение хочется отметить, что был выбран ЭХО-метод, акустический метод, используемый в основном, глубиномерах, что как раз предпочтительно для нашего исследования, так как портативный прибор, планируется использовать по методу глубомера, для определения уровня заполнения гайморовых пазух.

Литература:

1. Патент 2471158 РФ. Способ компенсации погрешности измерения ультразвукового уровнемера / А.И. Солдатов, А.И. Селезнев, А.А. Солдатов, И.И. Фикс // Бюл. – 2012. – №36. – С. – 2 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ДАТЧИКОВ УГЛА ПОВОРОТА ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ПОРШНЕВЫХ МАШИН

А.А. Лаврик, С.Н. Эльхутов

**Ангарский государственный технический университет
г. Ангарск, mexclot@gmail.com**

Рассмотрены основные проблемы использования неразрушающего контроля для оценки состояния поршневых машин и предложен способ их решения

The main problems of using non-destructive testing to assess the condition of reciprocating machines are considered and methods for solving them are proposed.

Одним из наиболее распространённых методов неразрушающего контроля применяемым на предприятиях нефтепереработки является виброакустический контроль. Данный метод, базируется на получении и

последующим анализе вибрации, вырабатываемой во время работы контролируемого объекта. Опыт применения современных средств типа СОМРАХ в основе работы которых лежит описанный выше вид контроля на предприятиях нефтепереработки для оценки состояния оборудования поршневого типа малоэффективен. [1].

Со временем происходит износ узлов поршневой машины, в следствии чего увеличиваются зазоры между сочлененными деталями. В процессе работы машины происходит выборка зазоров и возникают ударные нагрузки, которые могут привести к выходу из строя машины. Использование виброакустического контроля для определения таких нагрузок затруднено, в связи с тем, что в аппаратах поршневого типа располагаются крупные узлы, которые совершают возвратно-поступательные движения, и мощные вибрации возникающие при этом движении являются неотъемлемой составляющей их работы, и на фоне данных вибрации выделить вибрации, возникающие при ударных нагрузках достаточно сложно [2]. Одним из способов решения данной проблемы является контроль неравномерности вращения вала объекта.

На рис. 1 представлен график изменения угловой скорости вала поршневой машины отображающий влияние различных процессов на изменение угловой скорости. В процессе выталкивания рабочее тело оказывает сопротивление движению поршня из-за чего угловая скорость вращения вала уменьшается. В момент достижения верхней мертвой точки уменьшение скорости максимально. При начале возвратного движения поршня происходит резкое увеличение угловой скорости, данное изменение связано с выборкой зазоров.

В нижней точке в момент возвращения поршня, также можно наблюдать изменение угловой скорости. Данный график представляет изменение угловой скорости в исправном техническом состоянии поршневой машины, однако на изменение скорости будут влиять дефекты в сочлененных подвижных деталях. В нормальных условиях соприкосновение сочлененных частей предотвращается наличием масляного клина, который выполняет роль прослойки между ними. При износе шатунных подшипников номинального давления масла недостаточно для формирования масляного клина и возникает вероятность сухого трения между сочлененными деталями кривошипно-шатунного механизма. Происходит соприкосновение деталей что будет отражено изменением угловой скорости на графике.



Рис. 1 – График изменения угловой скорости вала поршневой машины

В простых одноцилиндровых компрессорах поршневого типа, приведенных на рис. 2, наиболее уязвимыми с точки зрения износа, и в тоже время трудно диагностируемыми являются такие узлы, как: коренной и шатунный подшипники, пальцевое соединение шатуна и поршня, стенки поршня и цилиндра, клапанный механизм. Причем критический износ любого из перечисленных узлов может привести к разрушению компрессора или контакту рабочего тела с маслом в картере компрессора и атмосферой.

Повышенный износ клапанного механизма, стенок поршня и цилиндра может привести к выходу из строя всей машины, применение метода контроля неравномерности вращения вала позволит предотвратить данную ситуацию и своевременно провести техническое обслуживание аппарата.

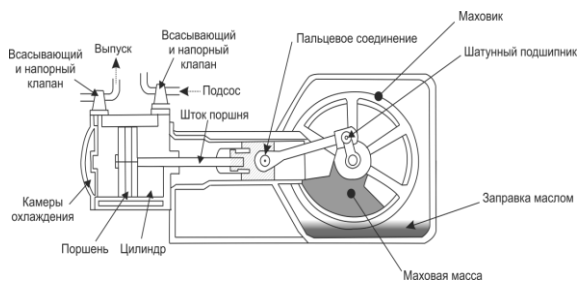


Рис. 2 – Компрессор поршневого типа

Исходя из этого актуальным решением является разработка прибора, который является частью аппаратно-программного комплекса в основе работы которого лежит метод определения наличия дефектов в поршневой машине на основании изменения угловой скорости вращения вала.

В состав разрабатываемого устройства, представленного на рис. 3, входят микроконтроллер, блок индикации, клавиатура, часы реального времени, usb порт и датчик угла поворота вала.

Датчик угла поворота вала необходим для фиксации изменения угловой скорости коленчатого вала поршневой машины с большим разрешением. В качестве датчика возможно применение абсолютных магнитных энкодеров.

Использование абсолютного энкодера обусловлено тем что в любой момент времени можно определить на какой угол повернут энкодер относительно начального (нулевого) сектора, даже в отсутствии питания.

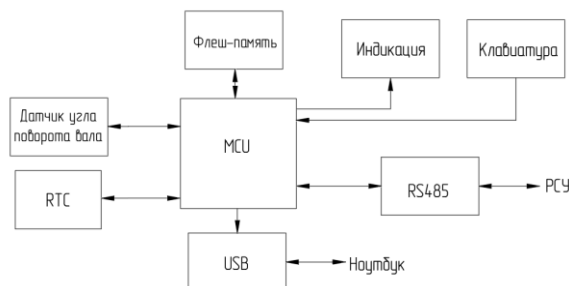


Рис. 3 – Структурная схема устройства

Блок индикации предназначен для получения информации в автономном режиме без использования распределенной системы управления. Клавиатура применяется для небольших сервисных функций. USB порт служит для подключения к программной части ПК с целью обновления программного обеспечения микроконтроллера. Часы реального времени привязывают результаты анализа к определенному времени, т.к. отправка результатов может производиться не в реальном времени.

Для управления всем прибором применяется микроконтроллер. Основным требованием для его выбора является объём встроенной оперативной памяти и наличие необходимых портов для подключения периферии. Подходящий объём памяти определяется из разрешения датчика угла поворота вала, количества оборотов для измерений и количества необходимых байтов информации в одном измерении, в

результате расчетов выявлено что для проведения измерений внутренняя память микроконтроллера должна составлять 64 килобайта. Интерфейс RS-485 и usb порт будут подключаться к микроконтроллеру через интерфейс UART и поэтому подбираемый микроконтроллер должен содержать несколько портов для подключения через данный интерфейс. Большой объем оперативной памяти объясняется большой разрешающей способностью датчика угла поворота вала и данными поступающими одновременно с другой периферии. Наиболее подходящими по данным требованиям является микроконтроллеры STM семейства STM32F4. Питание стационарной части будет производится от сети 220 В.

Применение данной разработки позволит предупредить возможный отказ компрессора, вызванный такими неисправностями, как повреждение шатунного и коренного подшипника, пальцевого соединения и механического клапана. Кроме того, применение разрабатываемого устройства позволит спрогнозировать дату остановки компрессора для проведения профилактических работ.

Литература:

1. *Elkhutov S.N.* Unit for measuring the temperature of moving parts of the crank mechanism // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering, APEIE 2018, Novosibirsk, Russia, 2-6 oct. 2018: Proceedings. – Novosibirsk, 2018. – P.39–41.
2. *Балицкий Ф. Я., Барков А. В., Баркова Н. А.* Вибродиагностика. – М.: Машиностроение. 2005. – 367 с.

СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРОТОТИПА ИНСУЛИНОВОЙ ПОМПЫ

Лю Янхун, Г. В. Арышева

**Национальный исследовательский Томский политехнический
университет,**

г. Томск, arysheva@tpu.ru

В настоящее время, наиболее распространенным методом лечения сахарного диабета является инсулинотерапия, путем дополнительного введения инсулина, для регулирования гомеостаза глюкозы у пациентов. Как правило, внешняя инъекция трудна и болезненна для людей. По этой причине ученые изобрели инсулиновую помпу, которая представляет собой новый интеллектуальный инструмент.

Currently, the most common treatment for diabetes is insulin therapy by the additional injection of insulin to regulate glucose homeostasis in patients. As a rule, external injection is difficult and painful for people. For this reason scientists have invented an insulin pump which is a new intelligent tool.

Диабет является болезнью обмена веществ, которая характеризуется гипергликемией. Целью работы является разработка системы управления прототипа инсулиновой помпы для лечения больных сахарным диабетом. Иными словами, инсулиновая помпа заменит человеческую инъекцию, т.е. избавит от негативного воздействия человеческого фактора.

Основное содержание работы: исследовать общую структуру инсулиновой помпы, рассчитать оптимальную схему работы для каждой части. Кроме этого, выбрать элементы полной схемы и, в итоге, спаять модуль требуемой схемы.

Инсулиновая помпа состоит из четырех частей: системы контроля искусственного интеллекта с микроэлектронной микросхемой, механической насосной системы с батарейным питанием, резервуара, подключенной к нему инфузионной трубки и набора для подкожной инфузии.

В настоящее время стало возможным введение микродоз инсулина, что значительно расширяет возможности использования инсулиновой помпы, а различные методы сигнализации повышают ее безопасность [1]. Инсулиновая помпа или любое электронное устройство, используемое в критически важных медицинских целях, подобных этому, должно соответствовать стандартам FDA, следовательно, в работе учитываются все эти стандарты [2].

Общая структурная схема инсулиновой помпы включает в себя (рис. 1): блок управления, резервуар или картридж и одноразовый инфузионный набор [3]. Связанным датчиком для контроля/управления диабетом является монитор уровня глюкозы в крови. Это устройство обеспечивает мониторинг уровня глюкозы в режиме реального времени через подкожный датчик. Датчик можно оставлять на месте на несколько дней, что снижает необходимость для пациента проверять несколько отдельных образцов крови. Дальнейшие разработки приведут к созданию системы с замкнутым контуром, с монитором глюкозы в качестве датчика обратной связи с целью своевременного изменения уровня дозировки.

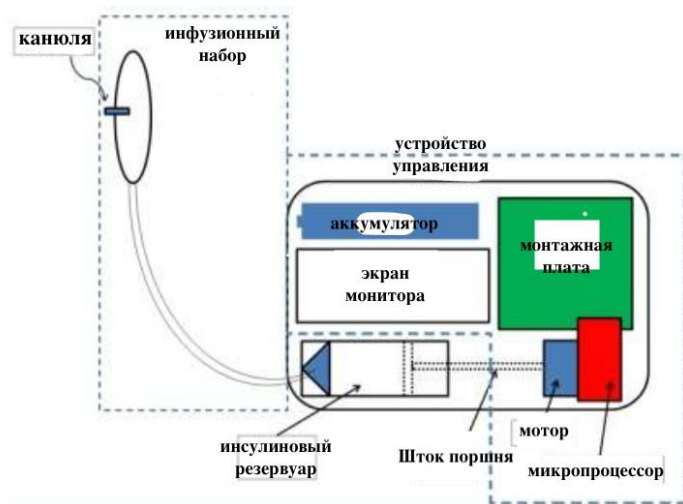


Рис. 1 – общая блок-схема инсулиновой помпы [4]

Причины выбора полевого транзистора: большое входное сопротивление, отсутствие пробоя, быстрое переключение.

Причины выбора MOSFET-транзисторов: при работе транзисторов нет возможности гарантировать, что они будут обеспечивать быстрое и своевременное переключение, т.к. обычно происходит задержка. Поэтому для обеспечения нормальной работы двигателя необходимо использовать диоды для прохождения тока. В работе используется MOSFET-транзистор, т.к. это устройство уже непосредственно содержит диод, который упрощает схему, что еще приводит к экономии финансовых затрат.

Требования для выбора транзистора: $U_{обр}=3В$, $I_{пр}=0,13А$, $P=0,7Вт$.

В схеме управления необходимо использовать зарядный диод, также называемый бутстрап-диодом, который используется для того, чтобы предотвратить попадание высоковольтного тока на вход $V_{сс}$ у усилителя IR2111 и перегорания внутренних элементов низкого напряжения при включении транзистора.

Требования выбора диода: $U_{обр}=3В$, $I_{пр}=500mA$.

Микроконтроллеры (МК) C8051F06х – это полностью интегрированные на одном кристалле системы для обработки смешанных сигналов, имеющие 24 (C8051F061/3/5/7) или 59 (C8051F060/2/4/6) цифровых входа/выхода, а также два встроенных 16-разрядных аналого-цифровых преобразователях (АЦП) с производительностью 1 млн. преобразований в секунду [5]. Все МК

представляют собой функционально-законченную систему на кристалле и имеют тактовый генератор, встроенные схему слежения за напряжением питания и сторожевой таймер.

Принцип действия работы управления мотором.

Когда питание подключено положительное, то VT1 и VT3 открыты, а VT2 и VT4 выключены. Ток протекает по первому пути: $VCC \rightarrow VT1 \rightarrow M \rightarrow VT3 \rightarrow GND$, мотор движется в одном направлении.

Когда входное напряжение питания находится на отрицательном значении, то VT2 и VT4 открыты, а VT1 и VT3 выключены. Тогда ток протекает уже по второму пути: $VCC \rightarrow VT4 \rightarrow M \rightarrow VT2 \rightarrow GND$. И мотор движется в противоположном направлении.

Путем изменения выключенного или включенного времени питания изменяется γ – коэффициент заполнения входного сигнала. Когда $\gamma = t_1/t_2$ больше чем 0,5, то U_A больше чем U_B ; Когда $\gamma = t_1/t_2$ меньше чем 0,5, то U_A меньше чем U_B ; Когда $\gamma = t_1/t_2$ равно 0,5, то мотор не движется.

В момент $t=0$, ток протекает: $L(+) \rightarrow M \rightarrow VD1 \rightarrow e \rightarrow VD3 \rightarrow L(-)$

В момент $t=t_0$, ток протекает: $e(+) \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow M \rightarrow VT3 \rightarrow e(-)$

В момент $t=t_u$, ток протекает: $L(+) \rightarrow M \rightarrow VD2 \rightarrow e \rightarrow VD4 \rightarrow L(-)$

В момент $t=t_1$, ток протекает: $e(+) \rightarrow VT2 \rightarrow L \rightarrow M \rightarrow VT4 \rightarrow e(-)$

Таким образом, возможно достичь функции вращения двигателя в двух противоположных направлениях. Эта функция особенно важна для инсулиновой помпы. Т.е., двигатель может вращаться в одном направлении и толкать инсулин в тело пациента, а при необходимости добавления инсулина в насос – движется в другом направлении (обратном).

На двух диаграммах рисунка 2 показаны сигнал схемы работы мотора нормальной работы (рисунок 2 – а) и ненормальной работы из-за задержки (рисунок 2 – б), соответственно.

В ходе эксперимента с помощью осциллографа успешно получает идеальный сигнал (модель сигнала показана на рисунке 2 – а). Из формы волны видно, что паяная плата работает стабильно и сигнал не имеет явного явления задержки.

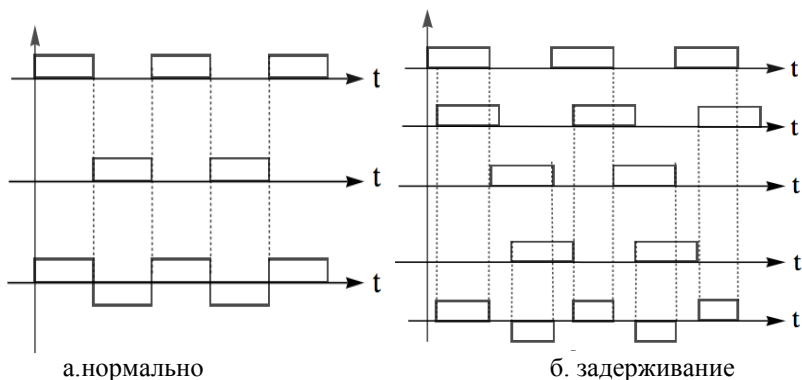


Рис. 2 – диаграммы работы мотора

В целом, инсулиновая помпа является более физиологичной, безопасной, надежной, удобной и гибкой. Эти превосходные характеристики могут эффективно контролировать уровень сахара в крови почти до нормального уровня, эффективно задерживая или предотвращая возникновение и развитие диабетических осложнений. После клинического применения инсулиновые помпы становятся все более популярными среди медицинских работников и диабетиков.

Литература:

1. Хранение инсулина// Мохова Екатерина, врач–эндокринолог URL: <https://rule15s.com/knowledge/khraneniye-insulina> (дата обращения:11,02,2019)
2. Инсулиновая помпа — схема работы, сколько стоит и как получить бесплатно//Дата:2019 URL: <http://diabetiya.ru/lechimsya/insulin/insulinovaya-pompa.html> (дата обращения:12,03,2019)
3. Подбор базальной скорости на помпе//Елена Антонец URL: <https://moidiabet.ru/blog/podbor-bazalnoi-skorosti-na-pompe/offset/10> (дата обращения:12.03.2019)
4. Что такое PSoC? (первое знакомство)//Дата:05.05.2011 URL: <http://antiradio.narod.ru/psoc/intro/intro1.htm> (дата обращения:11.02.2019)
5. C8051F060/1/2/3/4/5/6/7 //Silicon Laboratories –2004 – Ред.1.2 – C1 (дата обращения:30.03.2019)

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕИНВАЗИВНЫХ МЕТОДОВ ОБСЛЕДОВАНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПУТЕМ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Е.Ю. Макарова, В.П. Ющенко, С.В. Дворецкий
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, mr31_makarova@mail.ru

Проведен анализ исследований в области изучения диэлектрической проницаемости кожи человека. Построены уравнения линейной регрессии, описывающие зависимость глубины зондирования от величины диэлектрической проницаемости.

The analysis of researches in the field of studying of dielectric permittivity of skin of the person and rats is carried out. Linear regression equations describing the dependence of the sensing depth on the dielectric constant are constructed.

Изучение электропроводимости биологических объектов, в частности тканей и кожи началось около 40 лет назад. Но из-за особенностей кожи, как затруднительного объекта для визуализации, она длительное время оставалась предметом только гистологического исследования. Более глубокие неинвазивные методы исследования биологических объектов нашли себя в ультразвуковой томографии и МРТ. Что же касается более глубинного изучения кожи, то это сложно делать неинвазивными методами. Так появляются работы по профелированию кожи по её диэлектрическим свойствам. Одним из предметов исследования явилось изучение возможностей ближнепольного СВЧ-зондирования в оценке структуры кожи человека.

Для анализа взяты исследования, включавшие однократное СВЧ-зондирование, выполненное у 20 здоровых людей на специальной установке. Диэлектрические характеристики кожи оцениваются на глубинах от 2 до 5 мм. Измерения произведены на предплечье в одной точке.

Установлено, что действительная часть диэлектрической проницаемости кожи людей монотонно нарастает с увеличением глубины зондирования (рис. 1), демонстрируя тенденцию к нарастанию в 1,74 раза при сопоставлении значений параметра, полученных на глубинах 2 и 5 мм ($p < 0,05$).

Это обусловлено тем обстоятельством, что рассматриваемая величина кумулятивна, и каждое последующее значение включает предыдущее, а также вклад, вносимый тканями, находящимися от предшествующего до текущего уровня зондирования.

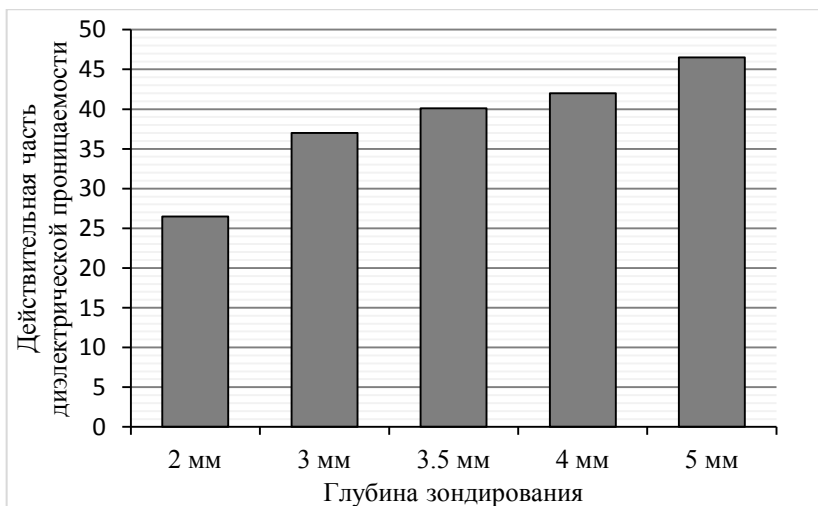


Рис. 1 – Профиль диэлектрической проницаемости кожи и подкожных структур практически здоровых людей (в усл. ед.)

На основании полученных данных построена линейная математическая модель изменения диэлектрической проницаемости кожи, достаточно полно описывающая ее подповерхностный профиль (коэффициент детерминации – 0,94). Уравнение линейной регрессии, позволяющее прогнозировать значение диэлектрической проницаемости на иных глубинах зондирования, представлено в следующем виде:

$$y = 6,4125x + 15,844.$$

Проведенные исследования позволили установить картину глубинного распределения диэлектрической проницаемости кожи здоровых людей, которая может служить физиологическим СВЧ-паттерном для исследования подповерхностных тканей, в том числе различных слоев кожи и ближайших подкожных структур.

Стабильность данного паттерна предопределяет возможность применения метода СВЧ-профилирования кожи в оценке ее структуры в норме и при локальных изменениях (доброкачественные и злокачественные новообразования, ожоги и др.).

Литература:

1. Резник А.Н., Юрасова Н.В. (2004) Ближнеполюсная СВЧ томография биологических сред. Журнал технической физики. 108-116 с.

2. Schertlen R., Pivit F., Wiesbeck W. (2002) Wound diagnostics with microwaves // Biomed. Tech. (Berlin).672-673.

ВОЗДЕЙСТВИЕ ХОЛОДНОЙ ПЛАЗМЕННОЙ СТРУИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ ОБЪЕКТЫ С ЗАЗЕМЛЕННОЙ ПОДЛОЖКОЙ

Е.В. Милахина

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, lena.yelak@gmail.com**

В данной работе разработан и исследован источник холодной атмосферной плазменной струи коаксиальной и плоской геометрии. Исследовано взаимодействие плазменной струи с биологическими объектами, поведение радикала ОН при различных приложенных напряжениях и скоростях потока газа, поведение радикала ОН в условиях различного распределения электрического поля в области взаимодействия холодной плазменной струи атмосферного давления с биологическими объектами.

A device of cold atmospheric plasma jet with coaxial and plane are developed and tested. The plasma jet interaction with the bio target is studied in the experiment. The interaction of plasma jet with biological objects, the actions of the radical at various applied voltages and gas flow rates, the actions of the radical under conditions for different distribution of the electric field in the areas of interaction of cold atmospheric plasma jet with biological objects are studied.

В последнее время в медицине широко используются плазменные источники, генерирующие пробой стримерного типа в смеси инертных газов и воздуха [1]. В основном источники холодных плазменных струй (ХПС) работают на частоте 10-50 кГц при напряжении 2,5-20 кВ. Стример генерируется на положительной полуволне приложенного напряжения и распространяется внутри и снаружи диэлектрического канала. Инертный газ прокачивается через диэлектрический канал, поскольку напряжение пробоя в инертных газах существенно ниже, чем в атмосферном воздухе. Стримеры распространяются по ламинарному потоку инертного газа и вызывают многочисленные химические реакции в смеси азота, кислорода, водяного пара и инертного газа [2].

Исследование генерации ХПС проводится при помощи источников коаксиальной и плоской геометрии (Рисунок 1). Источник ХПС коаксиальной геометрии представляет собой диэлектрический канал длиной 100 мм и внутренним диаметром 8 мм. Медный электрод длиной 50 мм расположен внутри диэлектрического канала. Капиллярная вставка со внутренним диаметром 2,3 мм расположена на некотором расстоянии от потенциального электрода. Медное

заземленное кольцо с внутренним диаметром 18 мм находится снаружи канала. В источнике ХПС планарной геометрии зазор между пластинами составляет 2 мм. Потенциальный электрод представляет собой многоострыйную медную пластину, расположенную внутри, заземленный электрод располагается снаружи. Зазор, образованный капилляром, составляет 1 мм.

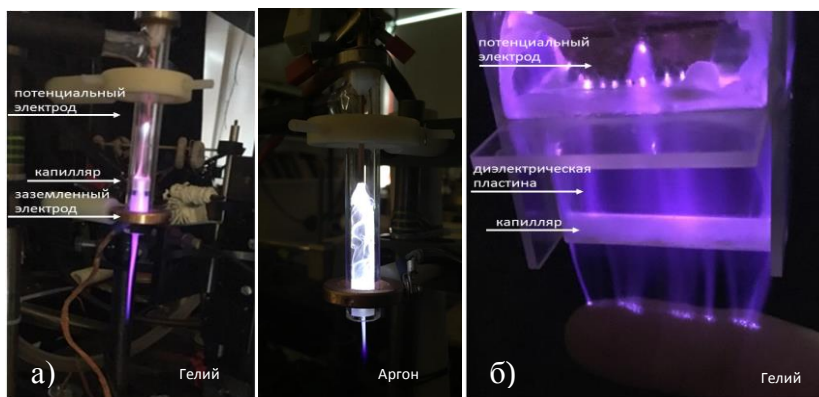


Рис. 1 – Коаксиальная (а) и планарная (б) геометрия источника ХПС
В спектрах излучения *He* и *Ar* ХПС помимо линий основного газа присутствуют линии молекулярного азота N_2 , молекулярных ионов азота N_2^+ и оксида азота *NO* (Рисунок 2). В УФ диапазоне наблюдаются слабые линии O_2 и O_2^+ , а также гидроксид *OH*.

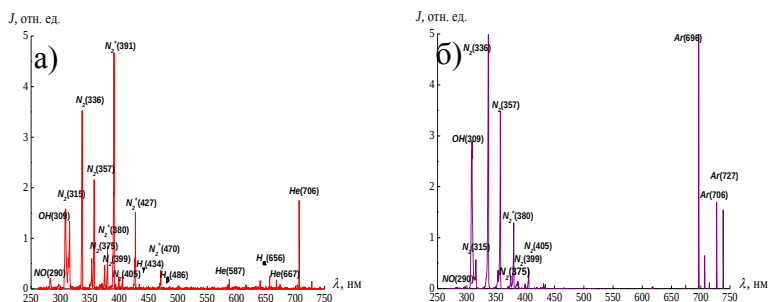


Рис. 2 – Спектральные параметры ХПС в диапазоне 250–750 нм (а) *He*, $v = 9,4$ л/мин, $U = 5$ кВ и (б) *Ar*, $v = 3$ л/мин, $U = 6,3$ кВ

Исследовано поведение радикала *OH* (309 нм) в условиях различного распределения электрического поля в области взаимодействия ХПС с биологическими объектами, в частности, при

отсутствии или наличии заземленной подложки под планшетом с биологическими объектами. Наличие заземленной подложки под планшетом усиливает взаимодействие ХПС с биологическими объектами. Установлено, что интенсивность линий OH с заземленной подложкой возрастает на порядок (Рисунок 3). Стрелка указывает на линию, используемую для анализа.

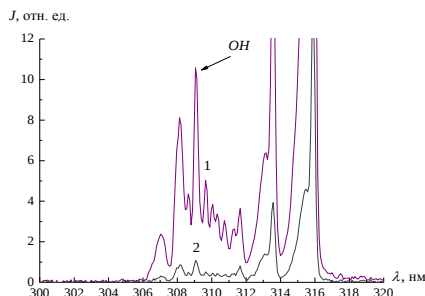


Рис. 3 – Часть спектра при наличии заземленной подложки (1) и без нее (2). $\lambda_{OH} = 309$ нм, He , $U = 4,9$ кВ, $v = 3$ л/мин

Исследовалась интенсивность линии OH в зависимости от напряжения (Рисунок 4 (а)) и отношение интенсивностей линий OH с заземленной подложкой и без нее (Рисунок 4 (б)). При низком напряжении $U < 3,5$ кВ, наличие подложки слабо влияет на образование радикала OH , тогда как при $U > 3,5$ кВ отношение интенсивностей линий OH увеличивается в 10 раз.

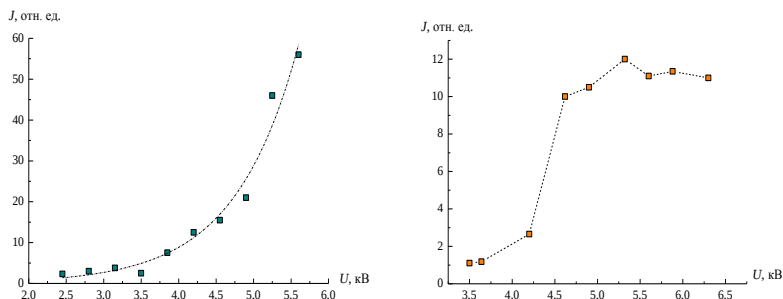


Рис. 4 – Интенсивность линии OH для различных приложенных напряжений с заземленной подложкой (а) и отношение интенсивностей линии OH с заземленной подложкой и без нее (б), He , $v = 3$ л/мин

Исследовано влияние скорости потока газа на интенсивность линии *ОН* (Рисунок 5). Установлено, что оптимальным диапазоном скорости для образования радикала *ОН* является 2,5-4 л/мин.

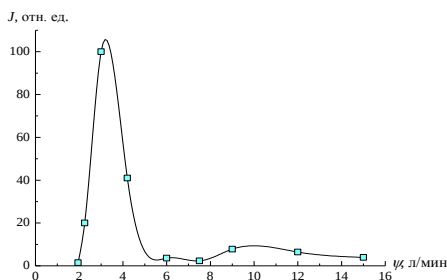


Рис. 5 – Интенсивность линии *ОН* для различных скоростей потока газа с заземленной подложкой, $U = 4,9$ кВ

В результате:

1. разработан источник ХПС коаксиальной и плоской геометрии;
2. исследовано поведение радикала *ОН* при различных приложенных напряжениях и скоростях потока газа.
3. исследовано поведение радикала *ОН* в условиях различного распределения электрического поля в области взаимодействия ХПС с биологическими объектами, в частности, при отсутствии или установке заземленной подложки под планшетом с биологическими объектами.

Литература:

1. Reuter S., Woedtke T., Weltmann K. The kINPen – a review on physics and chemistry of the atmospheric pressure plasma jet and its applications / Journal of Physics D: Applied Physics. – 2018. – Vol. 51, N 23. – P. 233001.
2. Graves D. B. Reactive species from cold atmospheric plasma: implications for cancer therapy // Plasma Processes and Polymers – 2014. – Vol. 11. – P. 1120-1127.

ПЕРВИЧНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МНОГОЭЛЕКТРОДНОГО ЗОНДА В УСТРОЙСТВЕ ДЛЯ ЛОКАЛИЗАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ТОЧЕК¹

Р.С. Молчанов, А.А. Блохин, Л.И. Лисицына, С.В. Белавская
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, roma.molchan.80@mail.ru

Проведены исследования по использованию многоэлектродного зонда для локализации биологически активных точек (БАТ). Указаны особенности зонда и предложено его усовершенствование – индексация электродов зонда по горизонтали и вертикали подобно шахматной доске. Для исследования выбраны участки на ладони, на которых довольно чётко локализуются БАТ. Исследования показали, что устройство с многоэлектродным зондом позволяет достоверно локализовать биологически активные точки по наименьшему значению импеданса.

Research results on the use of a multi-electrode probe for the localization of biologically active points (BAP) are presented. The probe features are indicated and its improvement is proposed - indexing the probe electrodes horizontally and vertically like a chessboard. Areas on the palm were selected for the study since the BAPs are quite clearly localized there. The results have shown that a device with the multi-electrode probe can reliably localize biologically active points by lowest impedance values.

Существующие методы альтернативной медицины позволяют как выполнять диагностику состояния человеческого организма на основе параметров кожного покрова в области биологически активных точек и точек соответствия (БАТ и ТС), так и оказывать терапевтическое воздействие путем формирования физических факторов, оказывающих влияние на БАТ и ТС. Для этого, прежде всего, необходим достоверный поиск требуемого участка на кожном покрове. В настоящее время локализация БАТ и ТС проводится методом пальпации (может быть болезненным и неприятным для пациента), по топологии с помощью специальных атласов (метод доступен только квалифицированным рефлексотерапевтам) и с помощью измерения сопротивления (поиск точки с наименьшим электрическим сопротивлением среди окружающих точек) [1].

Локализация по электрическому сопротивлению является наиболее распространенным и надежным методом поиска, причём измерение можно проводить с использованием постоянного или переменного тока. Однако измерение сопротивления на постоянном токе вызывает поляризацию биологических тканей, что не обеспечивает достоверность локализации точек. По этой причине целесообразно использовать для

измерения переменный ток гармонической формы частотой около 1 кГц, на которой явление поляризации проявляется уже слабо [2].

Актуальность темы. Использование реактивной составляющей импеданса позволит получить дополнительные параметры БАТ и ТС, которые могут не только облегчить их поиск на каждом покрове, но и дать информацию для диагностики состояния здоровья человека. Поэтому измерение импеданса кожного покрова человека является актуальной задачей медицинской электроники.

Новизна. В данной работе для локализации точек использован специальный многоэлектродный зонд, который представляет собой массив электродов [3]. Измерения проведены на переменном токе.

Постановка задачи. Провести исследования по использованию многоэлектродного зонда в устройстве с переменным током измерения для локализации БАТ.

Описание многоэлектродного зонда. Многоэлектродный зонд состоит из массива активных измерительных электродов, представляющих собой проводящие жилы с одной степенью свободы. Перемещение электродов в вертикальном положении обеспечивается с помощью надувной подушки. При этом количество измеряемых точек и площадь исследуемого участка может подлежать масштабированию. С целью усовершенствования многоэлектродного зонда предложено провести индексацию электродов по горизонтали и вертикали подобно шахматной доске.

Электрическая схема разработанного устройства. В ходе проведенного анализа литературных источников по данной теме был выявлен высокоточный инструмент для измерения импеданса при гармоническом возбуждающем сигнале в широком диапазоне частот: оценочная плата EVAL-AD5933EBZ ведущего мирового производителя аналогово-цифровой электроники Analog Devices. Плата смонтирована на измерителе импеданса AD5933 [4].

Проведение экспериментов. Для проведения экспериментов. выбраны четыре участка ладони, на которых довольно чётко локализуются БАТ (рисунок 1). В качестве измерительных электродов многоэлектродного зонда был выбран участок из 25 активных электродов (рисунок 2).

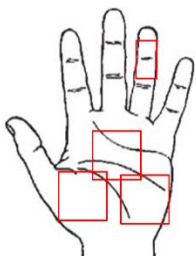


Рис. 1 – Выбранные участки ладони

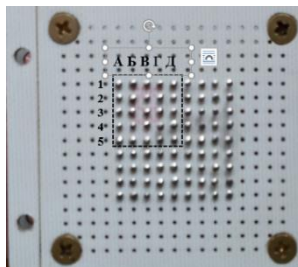


Рис.2 – Выбранный участок на поверхности зонда

По результатам проведенных экспериментов были построены графики, представленные на рисунках 3– 6.

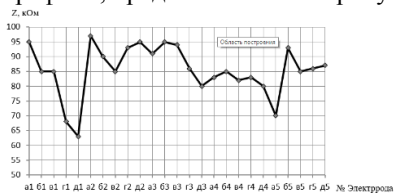


Рис.3 – Для центра ладони

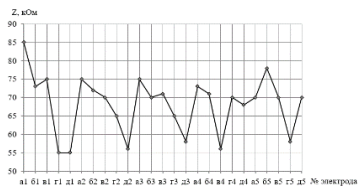


Рис. 4 –Для левой части ладони

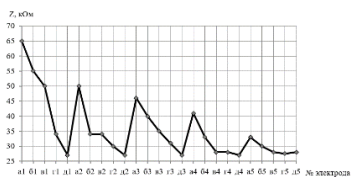


Рис. 5 – Для правой части ладони

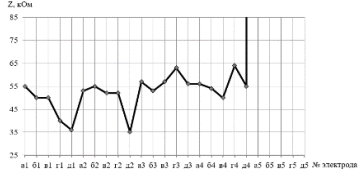


Рис. 6 – Для безымянного пальца

Далее проведён анализ рисунков. Например, на рисунке 3 можно выделить три точки с наименьшим значением импеданса – Г1, Д1 и А5, т.е. – БАТ. На рисунках 8 –10 показано, как был установлен многоэлектродный зонд на ладони и точки с наименьшим импедансом.

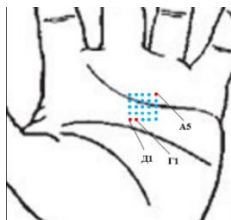


Рис. 8 –Для центра ладони

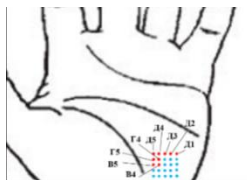


Рис. 10 – Для правой части ладони

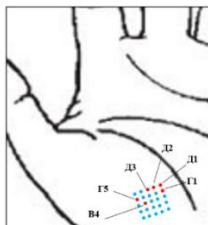


Рис.9–Для левой части ладони

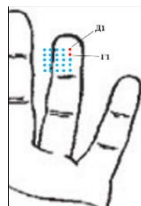


Рис. 11 – Для безымянного пальца

Если сравнить все полученные биологически активные точки с точками, обозначенными в специальных атласах, можно сделать вывод, что почти все обнаруженные с помощью разработанного устройства биологически активные точки совпадают с указанными в атласе (рисунок 12) [4].

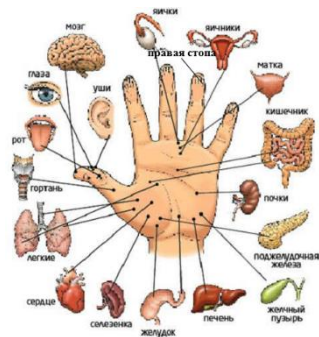


Рис. 12– Биологически активные точки, обозначенные в специальных атласах

Заключение

Усовершенствовав многоэлектродный зонд, проведя исследования и анализ полученных результатов, можно сделать вывод, что использование многоэлектродного зонда в устройстве для локализации

БАТ, позволяет достоверно локализовать биологически активные точки среди окружающих точек по наименьшему значению импеданса.

Литература

1. Андрющенко О.И. Методы поиска биологически активных точек // XIV Международная научно-практическая конференция «Современные техника и технологии». — Томск: Издательство ТПУ, 2008. — №1. — С. 513 – 514.
2. Попечителей Е.П., Корневский Н.А. Электрофизиологическая и фотометрическая медицинская техника. — М.: Высшая школа, 2002. — 470 с.
3. Молчанов Р. С., Акулов А. А., Блохин А. А., Белавская С. В. Устройство для исследования электрических параметров кожного покрова определённой площади на основе многоэлектродного зонда. Сборник научных трудов «Наука, технологии, инновации». — Новосибирск: НГТУ. — С.139 – 143.
4. Признаки болезни по ладони / Socialboor. — [Web документ], 7 июня 2019. — URL: [https://socialboor.com/tag/Признакиболезниладони]

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

ВЫБОР ГАЗОВОЙ СРЕДЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ КОЖНОГО ПОКРОВА В ОБЛАСТИ БАТ¹

В.В. Мураускас

**Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, mvv_1992@mail.ru**

Проведен анализ литературы. Подобран состав газовой среды, обеспечивающий прозрачность для ультрафиолетового диапазона излучения.

The analysis of the literature has been carried out. The composition of the gaseous medium ensuring transparency for the ultraviolet range of radiation has been selected.

Человеческая кожа неразрывно связана с внутренними органами, что даёт возможность по её состоянию судить о том, насколько здоров организм. В медицинской практике внешние характеристики, а так же, электрические, механические, оптические свойства кожи являются источником большого количества диагностической информации. Анализ биоэлектрических сигналов, снимаемых с различных участков поверхности кожи дает информацию об электрической активности

сердца, электрическом поле головного мозга, электрических потенциалах скелетных, глазодвигательных и сосудодвигательных мышц. Фотометрические методы изучения кожного покрова позволяют провести анализ работы системы центрального и периферического кровообращения, системы дыхания, газового состава крови, измерить параметры кровообращения (величина и частота объемного пульса, давление крови и др.) [1].

Особый интерес, с точки зрения диагностики состояния организма, представляют биологически активные точки (БАТ), в большом количестве присутствующие на коже человека. Установлена связь между изменениями в болевой чувствительности, а так же электрической проводимости кожного покрова в области БАТ при различных патологических изменениях внутренних органов человека [2]. Однако, несмотря на доступность простоту исследований, существуют значительные проблемы, ограничивающие распространение данного вида диагностики. Среди них - сложность точной локализации БАТ, ввиду их малых размеров, малая изученность протекающих в них процессов, так и индивидуальные особенности чувствительности кожи, трудности в получении стабильных показаний электропроводимости ввиду естественных физиологических процессов, например таких, как потоотделение.

Применение оптических методов позволяет продвинуться вперед в вопросах изучения кожи человека в области БАТ. Например, удалось локализовать БАТ по их вынужденному свечению при оптическом воздействии на кожный покров. Последние исследования показывают, что как различаются электрические свойства БАТ при патологии, так и различны картины свечения БАТ при внешнем оптическом воздействии у здоровых людей и людей с патологией [3].

Фотометрические методы имеют важную роль в изучении процессов, протекающих в организме, ввиду наличия полевой (нехимической) формы взаимодействия между клетками. Световые потоки имеют важную роль в управлении жизнедеятельностью организма. Клетки обладают специальными белками - фотоакцепторами (фитохром, родопсин, цитохром и др.), возбуждение которых приводит к активации различных регуляторных систем. В то же время клеткам присуще собственное излучение, вызванное их жизнедеятельностью - биохемилюминесценция, поэтому в регуляторных процессах может участвовать не только внешний свет, но и собственное излучение клеток [4]. Подобный вид коммуникации клеток на расстоянии получил название "дистанционное межклеточное взаимодействие" (ДМВ).

Биологическая значимость ДМВ, а также свойства продуцируемого клетками излучения исследованы в большом количестве экспериментов за последние десятилетия. Так установлен факт высокой когерентности излучения, что позволяет ему надежно детектироваться, несмотря на крайне низкую интенсивность, по сравнению с внешними источниками света. При этом излучение регистрировалось в диапазоне волн от 300 до 800 нм [5].

Исследование излучения, продуцируемого БАТ кожи, может стать важным источником диагностической информации. Однако разработка устройств для снятия подобных данных сопряжена с большим количеством трудностей, основными из которых являются крайне низкая интенсивность излучения и УФ диапазон длин волн. Первая проблема может быть решена кратковременной стимуляцией зоны БАТ светом или при помощи стимуляции ВЧ высоковольтным электрическим полем, с дальнейшей фиксацией результата на фотоаппарат с высоким временем выдержки кадра. Задача фиксации УФ диапазона излучения приводит к необходимости помещения исследуемого участка кожи в среду газа, прозрачного для ультрафиолета.

Атмосферный воздух малопрозрачен для УФ диапазона т.к. ультрафиолет активно поглощается кислородом. Из газообразных веществ наибольшую прозрачность имеют инертные газы, граница прозрачности которых определяется величиной их ионизационного потенциала (самую коротковолновую границу имеет гелий - $\lambda = 50,4$ нм) [6]. Исходя из этого исследуемый участок кожи будет помещаться в среду аргона, т.к. данный инертный газ является самым доступным на рынке.

Литература

1. *Е.П. Попечителей, Н.А. Корневский; Под ред. Е.П. Попечителя. Электрофизиологическая и фотометрическая медицинская техника: Учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 2002. — 470 е.: ил.*
2. *Портнов Ф.Г. Электронпунктурная рефлексотерапия. – 3-е изд. – Рига: Зинатне, 1987. - 352 с.*
3. *Л. И. Лисицына, Л. Г. Навроцкий, А. А. Блохин, С. В. Белавская, А. Е. Камардин, И. С. Геворгян, Н. С. Чиркова. Специализированная установка для исследования биофизических процессов, протекающих в кожном покрове Научный вестник НГТУ. – 2019. – №1 (74). - С.61-76. – DOI: 10.17212/1814-1196-2019-1-61-76.*

4. Будаговский А.В., Будаговская О.Н., Будаговский И.А. Межклеточная коммуникация посредством когерентного излучения// Фотоника. – 2016. – №3 (57). – С. 148-163.
5. А. В. Будаговский. Дистанционное межклеточное взаимодействие. – М.: Техника, 2004 (Ржев: ГУРПП). – 103 с.:ил., табл.
6. Физическая энциклопедия : [в 5 т.] / Гл. ред. А. М. Прохоров. – М.: Большая российская энциклопедия, 1998. С. 221. — 691 с.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

РАЗРАБОТКА НОВОЙ МЕТОДИКИ ОБЪЕКТИВНОЙ ОЦЕНКИ ПРОЦЕССА КОАГУЛЯЦИИ ЦЕЛЬНОЙ КРОВИ INVITRO

Е.А. Навродская, А.А. Аристов
Томский политехнический университет,
г. Томск, navrodsкая_k@mail.ru

Статья посвящена описанию новой методики, позволяющей оценить процесс коагуляции цельной крови in vitro на основе фотометрии. В статье описан метод фотометрирования капельного образца. Приведены результаты экспериментальных исследований применения разработанного оптического метода регистрации изменения вязкоупругих свойств образца для оценки времени свертывания крови.

This article focuses on a new technique that allows to evaluate the process of in vitro whole blood coagulation based on photometry. The paper describes droplet sample photometry method. It contains the results of the experimental studies on use of the developed optical registration method for detecting changes of the visco-elastic properties of a sample to measure blood coagulation time. It comes to a conclusion of the method potential in data acquisition on coagulation process dynamics.

Быстрая и объективная оценка функционального состояния системы гемостаза играет важную роль при различных патологических состояниях. Несвоевременная диагностика состояния системы гемостаза и отсутствие мониторинга эффективности её коррекции несёт в себе потенциальную угрозу развития как тромбоэмболических, так и тромбгеморрагических осложнений [1]. Несмотря на явный прогресс в развитии клинико-лабораторной диагностики в современном здравоохранении, оценка функционального состояния системы гемостаза остается весьма неточной. Использование цитратной плазмы, низкая чувствительность используемых тестов, отсутствие унификации и стандартизации методик в ряде случаев приводит к несопоставимым

результатам и делает невозможным оценку истинного состояния гемокоагуляции, а длительность и сложность коагулологических исследований представляют сложность для их широкого применения в экспресс-диагностике [2].

Нами разрабатывается новый метод оценки процесса коагуляции цельной крови *in vitro* на основе фотометрии капельных образцов при создании в них механических колебаний и позволяющий оценить изменение вязко-эластических свойств пробы в процессе свертывания.

Метод фотометрирования капельного образца заключается в следующем: пробу анализируемой крови с помощью автоматической пипетки-дозатора располагают на прозрачной горизонтальной кювете в виде лежащей капли, освещают снизу падающим перпендикулярно основанию капли световым потоком и в течение заданного интервала времени регистрируют изменение величины интенсивности светового потока, прошедшего через каплю крови (Рисунок 1).

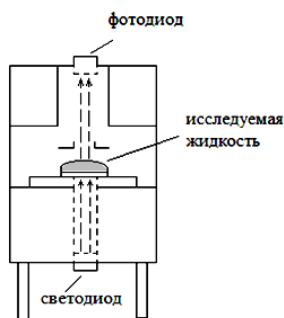


Рис1 – Схема реализации метода фотометрирования капельной пробы

Интенсивность светового потока, попадающего на фотоприемник, определяется оптическими свойствами просвечиваемого образца и меняется с течением времени в зависимости от процессов, протекающих в капельной пробе.

Исследование коагуляции цельной крови без механических воздействий

Было проверено как изменяется пропускающая способность капли цельной крови в течении 10 минут в процессе коагуляции без какого-либо воздействия на неё. Кривая светопропускания для данного случая представлена на рисунке 2.

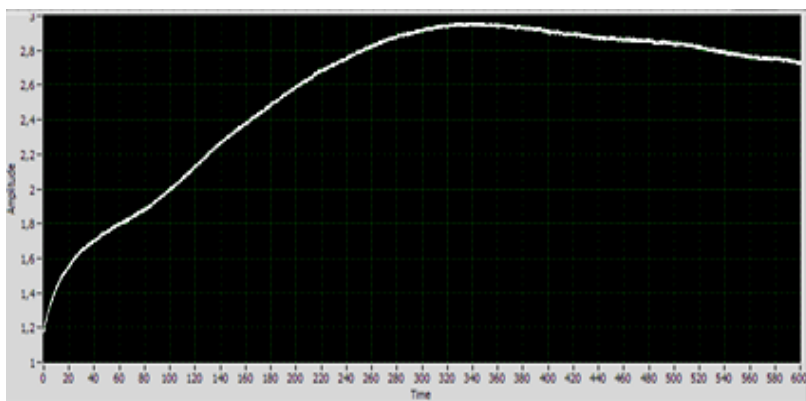


Рис. 2 -Фотометрическая кривая коагуляции цельной крови без механического воздействия

Пропускающая способность исследуемого образца пропорциональна величине напряжения, регистрируемого с фотопреобразователя, значение которого записывается в ПК.

В начальный момент времени, когда кровь только помещается на кювету и в ней отсутствуют эритроцитарные агрегаты, амплитуда выходного сигнала составляет $U=1,2V$. Далее до 90с. происходит агрегация эритроцитов, что приводит к уменьшению концентрации рассеивающих частиц и увеличению пропускающей способности. После 90с. (момент перегиба кривой) начинается оседание эритроцитов и до 330с. светопропускание вновь возрастает. В этот момент начинают образовываться нити фибрина в результате чего процесс оседания эритроцитов останавливается и повышается плотность среды. На основе этого можно предположить, что время свёртывания крови данного образца составляет 5,5 мин.

Подобная методика анализа может быть применена к оценке времени коагуляции, но она отражает только момент образования сгустка. И, как показали эксперименты, малочувствительна при исследовании образцов с низкой степенью коагуляции. Поэтому мы провели исследования по исследованию оптических свойств капли в процессе вибрации.

Исследование влияния механических колебаний на характер фотометрических кривых

Было проверено, как влияет воздействие вертикальных механических колебаний на характер поведения фотометрических кривых в процессе коагуляции образцов. Для исследования использовалась кровь того же донора. Сразу после того, как капля

исследуемой крови помещалась в камеру первичного преобразователя, начинался процесс ее фотометрирования. Через 40 секунд от начала фотометрирования приводилась в действие колебательная платформа на которой располагался капельный образец и на каплю оказывались вертикальные механические воздействия с частотой 30 Гц.

Фотометрическая кривая, полученная в результате исследования, представлена на рисунке 3. После начала колебаний измерительной кюветы в вертикальной плоскости происходит колебательное изменение амплитуды выходного напряжения с фотопреобразователя от $U=1,18$ до $U=1,88$ В. Нижняя граница значений амплитуды объясняется тем, что капля вытягивается, и свет от источника проходит больший путь чрез кровь, следовательно, количество света, проходящего через образец, будет меньше. Обратная ситуация выходит с верхней границей. В момент сплющивания капли путь прохождения через кровь светом уменьшается и количество света, пройденного от источника до приёмника, станет больше.

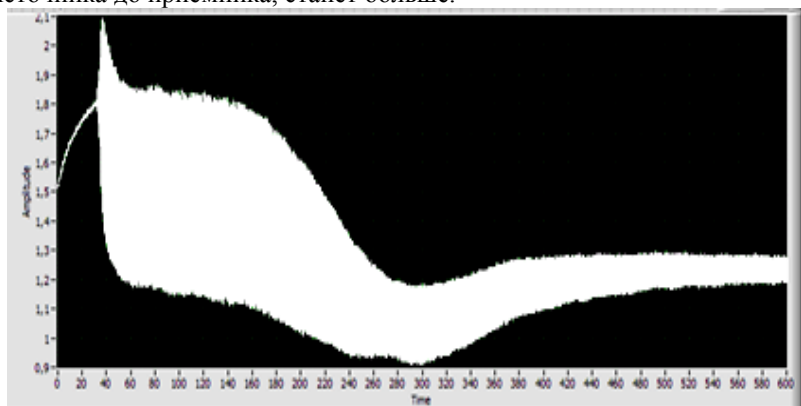


Рис. 3. – Фотометрическая кривая при механических колебаниях

На фотометрической кривой хорошо видно, что по истечении времени (300с) амплитуда колебания выходного напряжения с приёмника уменьшается и составляет от $U=1,18$ до $U=1,28$ В. На основе этого можно предположить, что вязкость крови в результате ее свертывания увеличивается. Далее амплитуда выходного сигнала с фотоприёмника не изменяется и на основе этого можно сделать вывод, что капля крови приобрела желатинизированный состав и скорости сдвига уже недостаточно для того чтобы капля вытягивалась и уплощалась. Основываясь на полученной кривой можно предположить, что время свёртывания крови данного образца составляет 5 мин.

Проведенные исследования показали, что апробированный нами оптический метод регистрации вязкоупругих свойств образца крови в процессе коагуляции может быть использован с целью получения информации о динамике процесса коагуляции. Показано, что применение системы сдвиговых деформаций для создания вертикальных колебаний в каплях крови позволяет получать более информативные данные о протекаемом в крови процессе коагуляции, по сравнению с простым фотометрическим анализом капельного образца крови.

Литература:

1. Воробьев А.И. Руководство по гематологии. Том 1. – Москва, 2010. – 448 с.
2. Момот А.П. Эволюция представлений о тромбофилии и её роли в патологии человека. – Алтай, 2006. – 208 с.

МНОГОЭЛЕКТРОДНЫЙ ЗОНД ДЛЯ ГИБКИХ НАКЛАДОК НА КОЖНЫЙ ПОКРОВ В ОБЛАСТИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН¹

В.А. Нетребовский, Е.И. Русакова, А.А. Блохин, Л.И. Лисицына
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, slava.netrebovskiy.98@mail.ru

Проведён анализ научных публикаций по созданию гибких накладок на кожный покров человека с целью диагностики заболеваний. Предложено использовать гибкие наклейки со встроенными датчиками при создании умных стелек. Разработана конструкция умной стельки с датчиками, интегрированными в волокна.

The analysis of scientific publications on the creation of flexible overlays on the skin for the diagnosing diseases has been carried out. It is proposed to use flexible pads with built-in sensors when designing smart insoles. A smart insole design with sensors integrated into the fibers has been developed.

Технологические достижения последних нескольких лет сделали возможным создавать миниатюрные, адаптированные для человека автономные устройства для повседневного применения - интеллектуальные носимые устройства, настраиваемые на индивидуальные особенности конкретного человека. Это – новый рыночный тренд, который активно развивается в последние несколько лет – «умная» одежда и «умные» материалы.

Особенно этот тренд актуален для критически сложной ситуации – например, контроль наступления критических состояний у новорождённых недоношенных детей (судорога дыхания, остановка дыхания и др.).

Аналитики полагают, что рынок «умной» одежды и «умной» обуви (стельки и носки со smart-возможностями) в ближайшие годы станет самым быстрорастущим сегментом носимой электроники. Система проектирования «умной» одежды и «умной» обуви должна учитывать огромное количество особенностей в работе человеческого тела.

Сложность движения и функций живого организма требует тщательного учета анатомо-физиологических особенностей. Необходимо учесть как законы механики в изучении сложных движений организмов, так и особенности строения и функции живого организма. Двигательная деятельность человека практически осуществляется при участии всех систем организма: двигательного аппарата, внутренних органов, жидкостей в сосудах и полостях, воздуха в дыхательной системе и т. п., и каждое смещение всех слоев подкожного пространства дает погрешность в снятии данных с поверхности кожи, когда сенсоры располагаются на теле пациента, находящегося в постоянном движении. При этом необходимо проектирование плотного прилегания носимого изделия к поверхности кожи с максимально близкими показателями.

Среди основных принципов охраны здоровья (превентивной медицины) – это ежедневная индивидуальная скрининг-диагностика в фоновом режиме и мониторинг состояния пользователя мобильными персональными устройствами с передачей и обработкой данных в облачные хранилища (Big Data), сопряженные с системами поддержки принятия решений с врачами и инструкторами по оздоровлению.

При проектировании одежды необходимо осуществлять плотное прилегание изделия к поверхности кожи для уменьшения погрешности при снятии данных. В качестве близкого аналога такому требованию отвечает устройство Bio Stamp RC США [1] (рисунок 1), которое является многофункциональным устройством для сбора биометрических данных на гибкой основе и крепится на теле человека с помощью клея.



Рис. 1 – Устройство Bio Stamp RC

Идею создания устройств на гибкой основе можно использовать для разработки умной одежды и обуви, например, стелек, которые можно заполнить различными датчиками, интегрированными в волокна (рисунок 2).

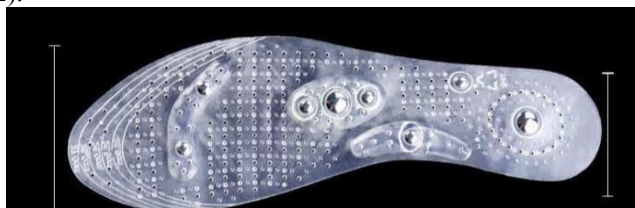


Рис.2. Гибкая стелька с интегрированными датчиками

В первых разработках в качестве интегрированных датчиков использован многоэлектродный зонд [2]. В основе этого зонда лежит метод поиска биологически активных точек на основе измерения сопротивления (определение точки с наименьшим электрическим сопротивлением среди соседних). Причём электроды этого зонда выполнены методом напыления проводящего материала на поверхность гибкой стельки. Наиболее оптимально использовать для измерения сопротивления биоткани переменный ток частотой около 1 кГц – для снижения эффекта поляризации биологических тканей [3], при этом составляющие импеданса позволяют получить дополнительные параметры кожного покрова.

Заключение

Таким образом: в работе предложена конструкция умной гибкой стельки, для постоянного ношения пациентом, позволяющая непрерывно проводить измерение импеданса кожного покрова для ранней диагностики заболеваний и мониторинга функционального состояния организма человека.

Литература

1. Ellora Sen-Gupta Donald E. Wright James W. Caccese John A. Wright Jr. Elise Jortberg Viprali Bhatkar Melissa Ceruolo Roozbeh Ghaffari Dennis L. Clason James P. Maynard Arthur H. Combs /A Pivotal Study to Validate the Performance of a Novel Wearable Sensor and System for Biometric Monitoring in Clinical and Remote Environments [Web-документ], 2019. –

URL: [<https://www.karger.com/Article/FullText/493642>]

2. Молчанов Р. С., Акулов А. А., Блохин А. А., Белавская С. В. Устройство для исследования электрических параметров кожного покрова определённой площади на основе многоэлектродного зонда. Сборник научных трудов «Наука, технологии, инновации». 2018. – Новосибирск: НГТУ. – С.139 – 143.

3. Импеданс биологических тканей и его применение в медицине / Тихомиров А.М. – [Web-документ], 2006. – URL: [http://pf.rsmu.ru/fileadmin/rsmu/img/pf/cmibf/uchebnay_rabota/lecture/impedans.pdf]

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ ПРОФИЛЯ МОЗГА ПО СНИМКАМ МРТ

В.С. Овсянников, В.И. Гужов

**Новосибирский государственный технический университет,
Ghost.osnk@gmail.com**

Для постановки диагноза врачу необходимо изучать каждый отдельный МРТ-снимок интересующей области, это замедляет его работу и, постановку диагноза. Для решения данной проблемы было решено разработать программу для автоматического построения 3D – модели коры головного мозга. Однако, на снимке, полученном в результате МРТ, помимо мозга присутствуют глаза, нос, череп и т.д., что делает невозможным построение модели из исходных изображений. В связи с этим необходимо разработать алгоритм для автоматического выделения профиля мозга, что и является темой данной работы.

To make a diagnosis, the doctor needs to study each individual MRI snapshot of the area of interest, which slows down his or her work and diagnosis. To solve this problem it was decided to develop a program for automatic construction of a 3D model of the cerebral cortex. However, on the image received because of MRI, in addition to the brain there are eyes, nose, skull, etc., which makes it impossible to

build a model from the original images. In this regard, it is necessary to develop an algorithm for automatic separation of the brain profile, which is the subject of this paper.

Цель доклада – продемонстрировать разработанную компьютерную систему, предназначенную для автоматического выделения профиля мозга из кадров, полученных в ходе магнитно-резонансной томографии (МРТ).

На сегодняшний день магнитно-резонансная томография занимает ключевую позицию в области клинического исследования, обеспечивая возможность визуального отображения состояния внутренних органов человека. Но подобный подход обладает рядом недостатков, одним из которых является обязательное изучение каждого отдельного снимка интересующей области, что замедляет работу врача и, следовательно, установку диагноза.

Для обработки изображений был разработан комплекс алгоритмов, который условно можно разделить на 2 части: предобработку и, непосредственно, обработку.

К алгоритмам предобработки относятся такие пункты как изменение контрастности и выравнивание цвета. Первый из них необходим для устранения зашумлённости изображений и для улучшения работы детектора границ. Второй же решает проблему «неоднородности» цвета, что позволяет использовать алгоритм удаления внешнего контура.

Алгоритм удаления внешнего контура состоит из трёх этапов, первым является «проход» от краёв изображения к его центру в целях поиска «недопустимых» пикселей, затем происходит углубление к центру от найденных «недопустимых» пикселей на определённую величину, вычисляемую в процентном соотношении от размеров изображения. Последним этапом является непосредственно удаление внешнего контура.

Среди рассмотренных детекторов границ, наиболее точным оказался детектор границ Кенни, именно он и был использован в данном проекте. Результаты сравнения представлены на рисунке №1.

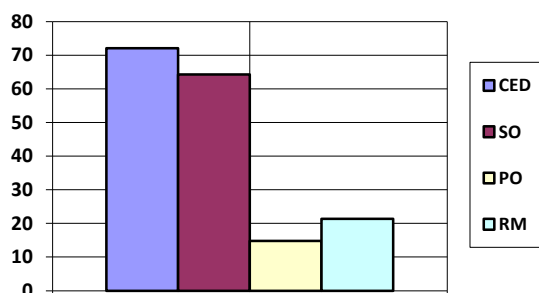


Рис.1 – Диаграмма сравнения детекторов границ.

Как видно на рисунке № 1, детектор границ Кенни не даёт 100% - го результата, следовательно, было необходимо разработать алгоритм для того, чтобы нивелировать погрешности и ошибки, допущенные в ходе применения выбранного детектора границ.

Для выполнения данной цели был разработан алгоритм формирования замкнутого контура, состоящий из 3 этапов. Поиск разрывов; Анализ области около разрывов; Устранение разрывов. Результат работы данного алгоритма представлен на рисунке №2.

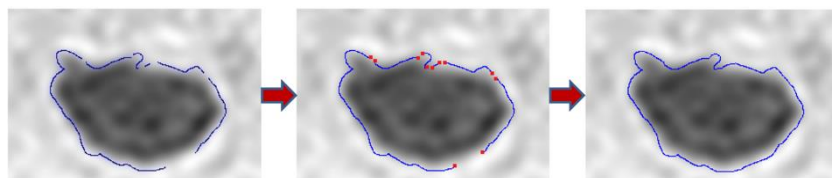


Рис.2. – Результат работы алгоритма формирования замкнутого контура

Благодаря данному комплексу алгоритмов, можно получить изображение профиля головного мозга, которое, относительно «ручной» разметки будет иметь точность 87,91% согласно IOU. Промежуточные результаты на каждом из этапов работы комплекса алгоритмов представлен на рисунке №3.

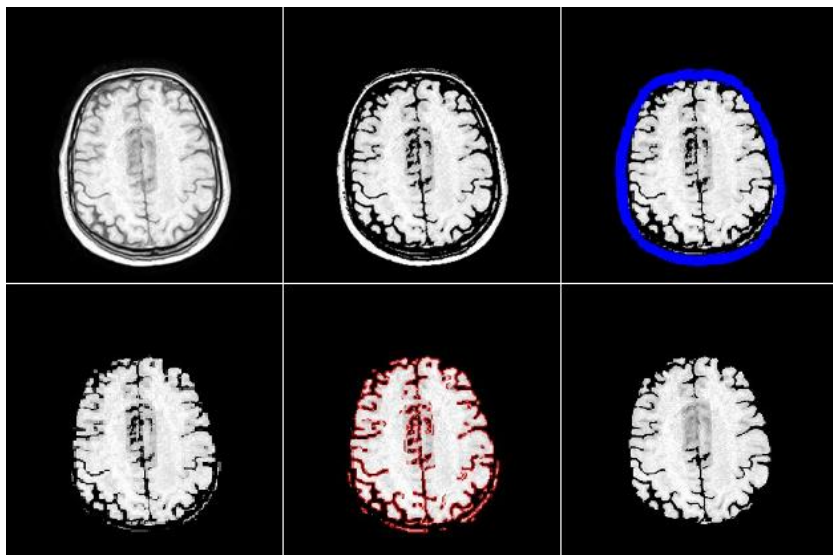


Рис.3 – Результат работы представленного комплекса алгоритмов.
(Слева – направо, сверху – вниз): 1. Начальное изображение, 2. Изображение, прошедшее комплекс алгоритмов предобработки, 3,4. Работа алгоритма «Удаления внешнего контура», 5, Работа детектора границ Кенни, 6. Результат работы алгоритма формирования замкнутого контура.

Основные результаты данной работы:

- 1) Разработан набор строгих алгоритмов и последовательность их применения, который обеспечивает приемлемый результат.
- 2) Выявлена необходимость в использовании нейронных сетей для улучшения качества работы продукта и уменьшения времени, необходимого для выполнения требуемых операций.

Литература

1. Создание алгоритма эквидистанты с применением методов контекстной среды [Электронный ресурс] URL: <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2009/3/20..htm>;
2. Детектор границ Канни [Электронный ресурс] URL: <https://habr.com/ru/post/114589/>

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ДЛЯ ФЕРРОЗОНДОВОГО ДАТЧИКА

Д.А. Петровых, А.А. Коломейцев
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет
г. Томск, dima_petrovyh@mail.ru

В работе представлены результаты разработки феррозондового датчика магнитного поля. В частности, для разработанной конструкции была проведена оценка работоспособности и определение рабочей частоты. Эксперимент показал, что наиболее оптимальная рабочая частота находится в диапазоне 3.5-4.5 кГц. При увеличении частоты возбуждения происходит снижение магнитной проницаемости пермаллового сердечника.

In this article, we present results of the fluxgate magnetometer design. We estimated operating frequency for this fluxgate magnetometer. Experiment shows that the optimal operating frequency in range of 3.5-4.5 kHz. Increasing of the operating frequency leads to decreasing magnetic permeability of permalloy cores.

Измерение слабого магнитного поля (от 10^{-11} до 10^{-4} Тл) является важнейшей задачей с точки зрения космических и геофизических исследований, контроля ориентации, магнитной томографии, дефектоскопии, неразрушающего контроля и т. д. Наиболее часто используется феррозондовый датчик для измерения слабого магнитного поля.

Феррозонд – это есть устройство, чувствительное к внешним магнитным полям, в основном постоянным и медленно изменяющимся, содержащее ферромагнитные сердечники и обмотки, распределенные по всей их длине. Диапазон значений, которые можно измерить при помощи феррозонда варьируется от 10 мТл до 100 мТл. На данный момент феррозонды используются для измерения малых магнитных полей. Наиболее распространенным видом феррозондов является дифференциальный феррозонд. Рассмотрим из чего он состоит и его свойства.

Дифференциальный феррозонд состоит из двух пермалловых сердечников, обычно сделанных в форме тонких стержней прямоугольного сечения (рис.1). Данные стержни уложены в специальные каркасы, расположенных параллельно друг другу. Поверх каркасов нанесены первичные обмотки, включенные последовательно, тем самым образуя цепь возбуждения феррозонда. Они соединены таким образом, что протекающий в них ток создаёт внутри сердечников поля равные по величине, но противоположные по направлению. Данную цепь питают переменным током звуковой частоты. Также

имеется общая вторичная обмотка, охватывающая оба сердечника. Вторичная обмотка вместе с подключенным к ней индикаторным прибором образует измерительную цепь [1-3].

Из-за того, что сердечники и первичные обмотки не могут быть подобраны так, чтобы они были идентичными, во вторичной обмотке появляется дополнительная электродвижущая сила, которая практически не связана с наличием внешнего поля [4].

Информацию о внешнем поле несёт, в основном, вторая гармоника, то есть точка на графике зависимости э. д. с. от входной частоты напряжения, соответствующая удвоенной величине частоты э. д. с. Это делается для того, чтобы минимизировать величину дополнительной э. д. с., которая в данном случае мешает точно определить величину внешнего поля. Такие феррозонды, без дополнительного подмагничивания и с выходом на двойной частоте, применяются для измерения слабых магнитных полей или малых изменений поля.

Феррозонд является одним из самых надежных и помехоустойчивых датчиков магнитного поля. Также он обладает высоким коэффициентом полезного действия и малым потреблением мощности. Имеет малые габариты и вес, а также прост в изготовлении.

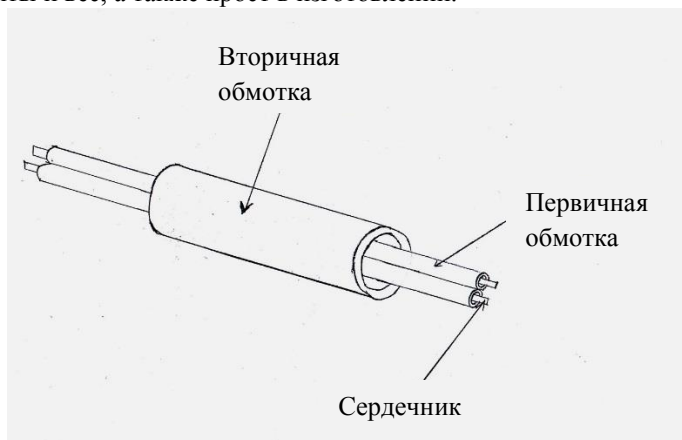


Рис.1 – Схема феррозондового датчика

Датчик был собран по схеме на рисунке 1 и была проверена его работоспособность. Экспериментальная установка представлена на рисунке 2. Генератор создает синусоидальный сигнал определенной частоты, который подается на усилитель. Источник питания используется для включения усилителя, который увеличивает ток генерируемого сигнала. Сигнальная обмотка подключена к осциллографу. На фиксированном расстоянии от феррозонда был

установлен постоянный магнит. Далее в ходе эксперимента изменялась частота сигнала на обмотке возбуждения и измерялась величина первой и второй гармоник. Результат представлен на рисунке 3.

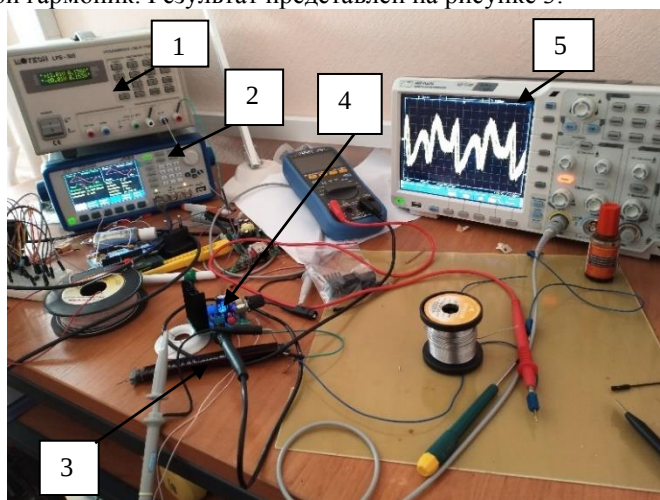


Рис.2 – Схема эксперимента (1-Источник питания, 2-Генератор, 3-Феррозонд, 4-Усилитель, 5-Осциллограф)

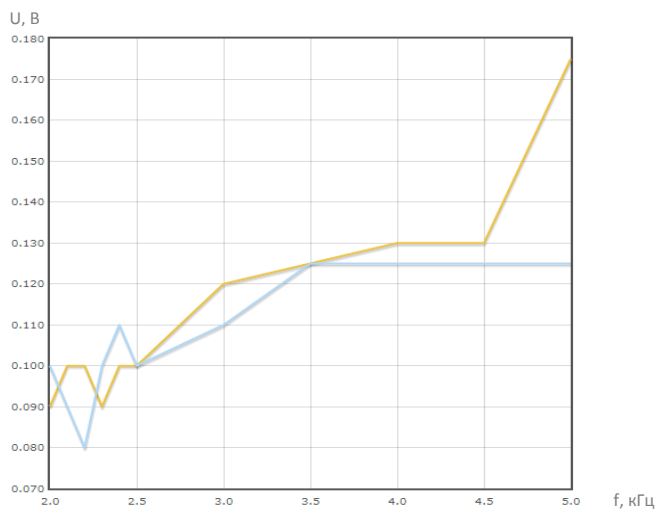


Рис.3 – График зависимости амплитуды гармоник от частоты возбуждения (желтая - первая гармоника, голубая - вторая гармоника)

Из графика видно, что амплитуда второй гармоники, которая является информативной, перестаёт увеличиваться на частотах выше 3,5 кГц, следовательно, выбирать рабочую зону выше этой частоты не целесообразно. Амплитуда первой гармоники дает нам информацию о несимметричности пермаллоевых стержней и является помехой, так как усложняет измерение и является дополнительным источником тепловых потерь.

Итогом работы является простейший феррозондовый датчик, состоящий из двух пермаллоевых сердечников и медных обмоток. Был проведен эксперимент на проверку его работоспособности и определение рабочей частоты. По результатам эксперимента можно сделать вывод, что рабочая частота должна быть выбрана в диапазоне от 3,5 до 4,5 кГц. Дальнейшее увеличение частоты возбуждения приведет либо к перенасыщению сердечника, либо к снижению магнитной проницаемости сердечника, что в свою очередь приводит к ухудшению качества выходного сигнала.

Литература:

1. Ripka P. Magnetic sensors and magnetometers. – Artech House, 2001
2. Афанасьев Ю. В., Феррозонды. Ленинград: Издательство «Энергия», 1969. – 167 с.
3. Афанасьев Ю. В., Феррозондовые приборы. Ленинград: Издательство «Энергия», 1986. – 188 с
4. Kolomeytsev A., Baranov P., Zatonov I. The Fluxgate Magnetometer Simulation in Comsol Multiphysics //MATEC Web of Conferences. – EDP Sciences, 2018. – Т. 155. – С. 01005.

ВЫБОР ДИАПАЗОНА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ ЛАМПЫ ИФК 2000 В УСТРОЙСТВЕ ЛОКАЛИЗАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН¹

О.П. Пилюгина, Л.Г. Навроцкий, Л.И. Лисицына
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, olga-pilyagina1996@mail.ru

Приведен выбор диапазона питающего напряжения в устройстве локализации БАТ. Устройство состоит из регулятора входного напряжения, умножителя, питающего конденсатора и элемента вспышки. Вспышка осуществляется с помощью кварцевой лампы ИФК 2000. Локализация БАТ фиксируется при свечении кожного покрова. Показано, что достоверная локализация БАТ возможна при значениях входного напряжения, лежащего в

диапазоне 198 – 237 В. При этом напряжение питающего конденсатора лежит в пределах 850-990 В. Выбранный режим проверен по локализации БАТ на одном из меридианов.

The selection of the supply voltage range in the BAP localization device is given. The device consists of an input voltage regulator, a multiplier, a supply capacitor and a element of flash. The flash is carried out using a quartz lamp IFC 2000. The localization of BAT is fixed when the skin is illuminated. It is shown that reliable localization of BAT is possible at values of input voltage lying in the range 198 – 237 V. The voltage of the supply capacitor lies in the aisles of 850 – 990 V. The selected mode was checked at localization of BAT on one of the meridians.

Представителем биологических активных зон является биологически активная тоска (БАТ) – место приложения воздействующего фактора при осуществлении рефлексотерапии. Локализация БАТ в настоящее время осуществляется в основном следующими способами: электрическим (по значению импеданса кожного покрова), по болевому эффекту и по топографии. Каждый из перечисленных способов имеет свои достоинства и недостатки [1]. В [2] предположено локализацию БАТ осуществить бесконтактным оптическим методом, как наиболее быстрый и безопасный. Устройство для локализации БАТ оптическим методом (состоит из регулятора входного напряжения ($U_{вх}$), умножителя, питающего конденсатора и элемента вспышки) смонтировано на импульсной фотоосветительной кварцевой лампе ИФК 2000, которая представляет собой электрический газоразрядный источник мощных кратковременных световых вспышек многократного действия (рис.1) [3].



Рис. 1 – Внешний вид лампы ИФК 2000

Основные параметры лампы при работе в типовых режимах приведены в таблице 1 [3].

Таблица 1 – Основные параметры лампы при работе в типовых режимах

Наименование параметра	Единица измерения	Значение параметра		
		ИФК 2000 режимы		
		а	б	в
1	2	3	4	5
Номинальная энергия вспышки	Джоуль	2 000	400	400
Номинальная емкость питающего конденсатора	мкФ	16 000	8 000	800
Номинальное напряжение на питающем конденсаторе	Вольт	500	320	1 000
Напряжение зажигания лампы, не более	Вольт	250	250	250
Длительность вспышки (ориентировочно)	мСек	4	2	0,25
Наименьший интервал между вспышками	Сек	1,5	1,33	1,0

Согласно данным таблицы 1 работа лампы ИФК-2000 возможна в трех режимах в зависимости от необходимой номинальной энергии вспышки. В [4] отмечена максимальная величина безопасной энергии вспышки для человека – 200 Дж. Исходя из этого, следует выбрать для ИФК 2000 режим работы «в», где номинальная энергия вспышки – 400 Дж. Для проведения исследований по локализации БАТ имеет смысл начать с минимальной энергии вспышки, хотя бы – в 3 раза меньше номинальной (примерно 130 Дж). При этом номинальная емкость питающего конденсатора должна быть также уменьшена примерно в 3 раза (260 мкФ). Смонтировав устройство с выбранной емкостью питающего конденсатора, можно провести исследования по выбору диапазона питающего напряжения для достоверной локализации БАТ. Результаты исследования приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Результаты исследования

№ эксперимента	$U_{вх}, В$	$U_{пит}, В (*)$	Зажигание лампы	Локализация БАТ (*)
1	20	81	–	–
2	28	87	–	–
3	31	97	–	–
4	63	250	–	–
5	130	760	+	–
6	170	715	+	–
7	198	850	+	+
8	233	970	+	+
9	237	990	+	+

* $U_{пит}$ – напряжение на питающем конденсаторе.

*Локализация БАТ – свечение кожного покрова в области БАТ.

+ соответствует зажиганию лампы и локализации БАТ.

Из таблицы 2 видно, что лампа ИФК 2000 загорается при $U_{вх}=130 В$, $U_{пит}=760 В$. Но при этом облучаемая БАТ не светится. При $U_{вх}=198В$, $U_{пит}=850В$ начинает светиться искомая БАТ.

Таким образом, достоверная локализация биологически активных точек с помощью устройства, выполнена на базе лампы ИФК 2000, возможна при значениях входного напряжения, лежащего в диапазоне 198 – 237 В. При этом напряжение питающего конденсатора лежит в пределах 850-990 В, что отвечает данным таблицы 1. Выбранный режим проверен по локализации БАТ на одном из меридианов.

Литература:

1. Лисицына Л.И., Навроцкий Л.Г., Блохин А.А., Белавская С.В., Камардин А.Е., Геворгян И.С., Чиркова Н.С. Специализированная установка для исследования биофизических процессов, протекающих в кожном покрове. Научный вестник НГТУ, том 74, №1, 2019. – С. 61-67.
2. Лисицына Л.И., Белавская С.В., Кузьмин А.Н., Блохин А.А., Навроцкий Л.Г., Чиркова Н.С., Вешкурцев Ю.М. Устройство для рефлексотерапии с пятью факторами воздействия, перспективы развития и достигнутые на практике результаты в этой области. Научный вестник НГТУ, том 69, №4, 2017. – С. 7-32.
3. Инструкция по эксплуатации импульсных ламп типов ИФП 15000 и ИФК 2000. [Электронный ресурс]. Дата обращения:

28.10.2019, – URL: <http://www.sibcomplect.ru/wp-content/uploads/2016/02/ifk2000-ifp5000.pdf>.

4. Маслов Н.А., Лазерно-индуцированная флуоресценция биологических тканей при импульсном ультрафиолетовом возбуждении. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. – Новосибирск: ООО «Параллель». 2018. – 36 с.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭМГ С МЕХАНИЧЕСКИМИ КЛЮЧАМИ В КАЧЕСТВЕ КОММУТИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Р.Е. Синицкий, В.П. Драгунов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sinitsky.rodion@yandex.ru**

В работе представлены результаты экспериментального исследования электромеханического генератора (ЭМГ) с механическими ключами в качестве коммутрующих элементов. Исследование показало значительный вклад утечек заряда с элементов схемы на характер работы ЭМГ. Исключение фазы разомкнутого состояния механических ключей привело к уменьшению утечки заряда с элементов схемы и к лучшему соответствию аналитического и экспериментального характеров работы ЭМГ.

The paper presents the results of an experimental study of an electromechanical generator (EMG) with mechanical switches. The study showed a significant charge leaks contribution to the EMG operation nature. The elimination of the open mechanical switches phase led to a decrease in the charge leaks and to a better correspondence of the analytical and experimental EMG operation nature.

Непрерывное развитие различных беспроводных устройств требует решения проблемы их автономного питания. Одним из актуальных решений на сегодняшний день является применение электростатических преобразователей механической энергии окружающей среды в электрическую энергию непосредственно на месте размещения беспроводного устройства [1–4]. Включение электромеханического преобразователя в состав соответствующей электрической схемы образует электромеханический генератор (ЭМГ).

На этапе предварительного проектирования ЭМГ разработчикам необходимо оперировать наглядными аналитическими моделями, четко показывающими взаимосвязь между величинами параметров элементов

в составе ЭМГ и его характеристиками. Так, например, изменение глубины модуляции переменного конденсатора может приводить к смене режимов работы ЭМГ, а величина встроенного напряжения влияет на время накопления необходимого заряда и достижения требуемой мощности [2, 3]. Аналитические модели ЭМГ с идеальными ключами вместо диодов или электронных ключей в качестве коммутирующих элементов позволяют обойти учет таких существенных факторов как нелинейность вольт-амперных характеристик, наличие обратных токов и паразитных емкостей, что зачастую может приводить к существенному усложнению аналитической модели или даже отсутствию аналитического решения.

Для верификации аналитической модели ЭМГ на основе модифицированной схемы дубликатора Беннета с механическими ключами в качестве коммутирующих элементов была разработана установка (рис. 1), включающая электростатический конденсатор переменной емкости вращающегося типа C_{VAR} , первичный источник питания V_0 , постоянные конденсаторы C_1 и C_2 и механические ключи Sw_{1-3} . Для уменьшения влияния измерительного оборудования на результаты измерений использовался операционный усилитель фирмы ST Microelectronics TL062 с низким входным током (порядка 10^{-12} А) и высоким входным сопротивлением (порядка 10^{12} Ом), включенный по схеме повторителя напряжения. Для уменьшения влияния помех с частотой 50 Гц был использован RC-фильтр на выходе ОУ. Измерение напряжения на накопительном конденсаторе C_1 осуществлялось при помощи осциллографа Tektronix TDS3052B.

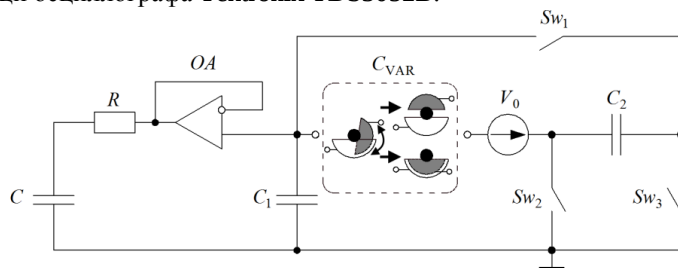


Рис. 1 – Схематичное изображение электрической схемы установки с механическими ключами и переменным конденсатором вращающегося типа

В соответствии с принципом работы ЭМГ [4] на начальном этапе исследования изменение емкости переменного конденсатора происходило в момент нахождения механических ключей в разомкнутом состоянии. А замыкание соответствующих ключей

происходило по достижению переменным конденсатором своей максимальной или минимальной емкости.

Исследование показало, что наличие фазы, в которой механические ключи находились в разомкнутом состоянии, приводило не только к количественному несоответствию в оценке электрических параметров с разработанной аналитической моделью, но и к серьезным несоответствиям с принципом работы ЭМГ (рис. 2). Так, например, наблюдались периоды, при которых не происходило увеличение напряжения на накопительном конденсаторе C_1 , и периоды, при которых накопленное напряжение на C_1 уменьшалось при продолжении функционирования преобразователя.

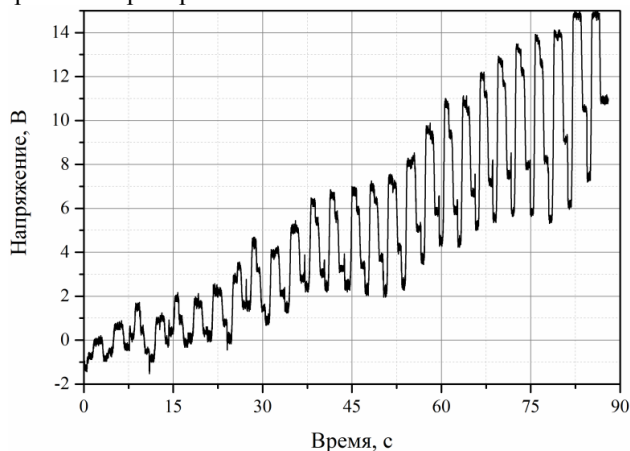


Рис. 2 – Экспериментальная зависимость напряжения на накопительном конденсаторе C_1 от времени при наличии фазы разомкнутого состояния механических ключей

На наш взгляд, данные несоответствия являлись следствием утечек заряда с элементов схемы и невысокой частотой работы преобразователя (порядка 0,5...1 Гц).

Для исключения утечек заряда в фазах, когда ключи находятся в разомкнутом состоянии, а также для увеличения частоты работы преобразователя, была ликвидирована фаза разомкнутого состояния механических ключей, а модуляция емкости осуществлялась при заранее замкнутом состоянии соответствующих ключей.

За счет указанных доработок удалось не только снизить время, при котором не компенсируется утечка заряда с конденсаторов ЭМГ, но также получить значительно лучшее соответствие количественных результатов эксперимента и теории (рис. 3).

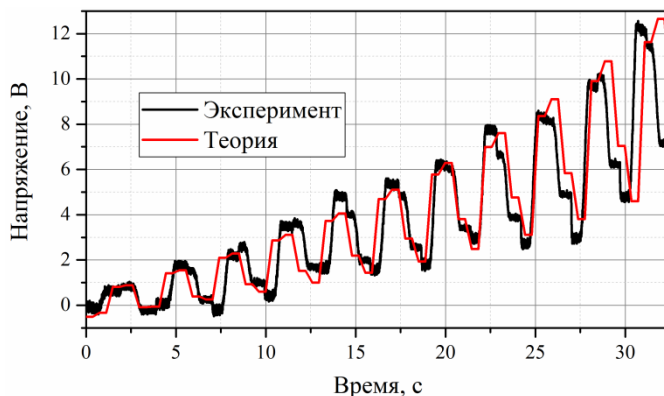


Рис. 3 – Экспериментальные и теоретические зависимости напряжения на накопительном конденсаторе C_1 от времени при отсутствии фазы разомкнутого состояния механических ключей

Таким образом, исследованные особенности экспериментальной верификации аналитической модели ЭМГ указали на возможность реализации ЭМГ с ключами без фазы их разомкнутого состояния, а также получить совпадение теоретического и экспериментального характеров работы устройства.

Литература

1. Khan F.U., Qadir M.U. State-of-the-art in vibration-based electrostatic energy harvesting // Journal of Micromechanics and Microengineering. – 2015. – Vol. 26. – No 10. – Art. No 103001. – doi: 10.1088/0960-1317/26/10/103001.
2. Dragunov V. P., Sinitskiy R. E., Ostertak D. I. Microelectromechanical generator with autostabilization mode // The 19th international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2018: proc., Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2018. – Novosibirsk : NSTU, 2018. – P. 44–48. – doi: 10.1109/EDM.2018.8434966
3. Self-Biased Inductor-less Interface Circuit for Electret-Free Electrostatic Energy Harvesters / E. Lefeuvre, S. Riskey, J. Wei, M. Woytasik, F. Parrain // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Vol. 557. – No. 1. – pp. 012052/1-012052/5. – doi: 10.1088/1742-6596/557/1/012052
4. A new autostabilization mechanism in the Bennet doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester / V. P. Dragunov, V. Y. Dorzhiev, D. I. Ostertak [et al.] // Sensors and Actuators. A: Physical. - 2018. - Vol. 272. - P. 259-266. - DOI: 10.1016/j.sna.2018.01.053.

ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОХОДКИ ЧЕЛОВЕКА

П.С. Сиренко, Е.В. Мищенко, Д.А. Кондрашов, И. Канатбекулы
Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г. Томск, paul.sirenko@yandex.ru

Публикация посвящена описанию выбора методов интерпретации параметров походки человека с помощью программно-аппаратного комплекса, который основан на методе акселерометрии. В работе рассмотрены следующие методы интерпретации походки человека: спектральный (с помощью преобразования Фурье), прямой (углы Эйлера), корреляционный.

The publication is devoted to the description of the choice of methods for interpreting gait parameters of a person using a hardware-software complex, which is based on the accelerometry method. The following methods for interpreting a person's gait are considered: spectral (using the Fourier transform), straight line (Euler angles), and correlation.

В современном мире все больше возрастает внимание к людям с особыми возможностями здоровья. Если тридцать лет назад наличие костылей и инвалидной коляски для людей, к примеру, с детским церебральным параличом, считалось единственным способом адаптации к социальной сфере, то сейчас высокотехнологичные предприятия дают возможность передвигаться с помощью вспомогательных автоматизированных средств (например, экзоскелетов), в которых существует необходимость использования дополнительных точек опоры (костылей) в случае заболеваний опорно-двигательного аппарата.

Современные средства адаптации (например, экзоскелеты) обладают малой гибкостью для настройки под конкретное локомоторное нарушение. Поэтому актуальным является разработка модулей для этих средств для решения задач, связанных с калибровкой и адаптацией под конкретные опорно-двигательные нарушения. Разрабатываемое программное обеспечение по первичной интерпретации человеческой походки позволит без дорогостоящего оборудования и специальных навыков калибровать и настраивать современные средства адаптации или реабилитации для людей с определенными локомоторными нарушениями. Предлагаемое программное обеспечение будет способно отслеживать параметры походки пациента, обрабатывать и представлять отчет лечащему врачу для диагностики и контроля заболевания или калибровки средств адаптации.

Предложенный проект основывается на методе акселерометрии и методе регистрации общих параметров. Такой подход позволит проводить больший спектр диагностических процедур локомоторных

нарушений. С помощью акселерометрии выводятся данные об ускорениях каждого сегмента нижних конечностей человеческого тела[1], а с помощью метода регистрации общих параметров возможно получить данные об углах (крен, тангаж, рысканье) относительно уровня горизонта, задаваемого ускорением свободного падения g .

Так как данная работа предназначена для использования в рамках системы стабилизации людей с ДЦП, стоит учитывать, что наиболее информативным биомеханическим параметром у больных с заболеваниями опорно-двигательного аппарата является ускорение (измеряется в m/s^2 или g) [2].

Стоит отметить, что предложенные методы анализа рассматривают походку человека в случае патологий нижних конечностей, также учитывая случаи падения.

После получения данных о походке человека эти данные необходимо интерпретировать. Первым методом интерпретации является спектральный анализ. Преобразование Фурье позволяет определять индивидуальные отклонения походки пациента от походки здорового человека, к примеру частоту удара пятки, толчка, а также их амплитуды [3].

Необходимо отметить, что спектральный метод не годен для поиска артефактов походки из-за того, что несколько фаз шага могут укладываться в одну низкоамплитудную гармонику из-за ситуативно одинаковой периодичности и длительности некоторых фаз шага (при классификации фаз шага J.Регу [3][4]).

Поэтому далее предложен анализ прямым методом, который представляет из себя поиск допустимых отклонений по осям для последующего использования этих отклонений для поиска таких артефактов походки, как падение. Основная задача этого метода находится в рамках системы стабилизации для современных экзоскелетов – определение такого угла наклона человеческого тела, при котором можно с уверенностью сказать, что человек теряет равновесие и возможно падение, поэтому необходима коррекция, в рамках системы регистрации параметров походки человека – определение начала процесса падения.

В ходе работы было принято решение третьим методом анализа походки человека выбрать корреляционный анализ, который в данном контексте понимается как поиск коэффициента взаимной корреляции между зарегистрированными параметрами здорового испытуемого и параметрами походки другого человека, к примеру, с ДЦП. Данный метод позволит определить степень схожести походки больного испытуемого с записанными ранее параметрами, не имеющими

патологии [5]. Для всех вычислительных операций в данном разделе были взяты выборки по 800 отсчетов. На основе этого метода можно диагностировать степень протекания локомоторных нарушений во времени по различию коэффициента взаимной корреляции [3][5].

Так же стоит отметить, что использование идеальной модели походки для интерпретации и анализа параметров походки человека является нецелесообразным, так как различия между двумя испытуемыми с одной и той же формой заболевания или без таковой могут быть весьма существенными [3][5][6]. Это подтверждается на рисунке 1 где изображено изменение угла наклона бедра по оси Y от времени двух испытуемых с одинаковой формой ДЦП – спастическая диплегия.

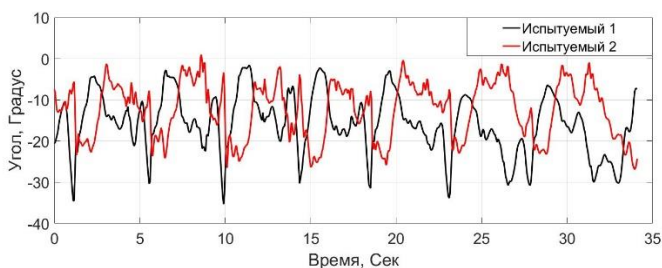


Рисунок 1 – Зависимость угла наклона от времени

Из рисунка 1 видно, что даже при одинаковой форме заболевания, походки могут быть разные как по точкам максимума и минимума, так и по длительности шага, что согласуется с работой [3]. Учитывая все вышеперечисленное, стоит полагать, что корреляционный анализ требует более углубленной проработки, возможно с внедрением другого метода регистрации параметров походки человека.

В ходе исследования различных способов анализа походки здоровых людей и людей с ДЦП был сделан вывод, что использование одной математической модели идеальной походки является нецелесообразным, так в походках разных людей присутствуют отличия. Из этого можно сделать вывод, что для корректной диагностики необходимо записывать параметры походки групп людей с различными патологиями для анализа. Затем с помощью предложенных трех методов интерпретации (спектральный, прямой, корреляционный) искать общие черты между параметрами походки исследуемого человека и параметрами походки людей с патологиями. Спектральный анализ может быть эффективен при выявлении аномалий в походке человека лишь в том случае, когда спектр сигнала ограничен только высокоамплитудными гармониками. Анализ прямым методом может использоваться для поиска артефактов походки. Корреляционный

анализ предполагается как инструмент проверки спектрального анализа или как независимый инструмент для первичного заключения о характере походки. Стоит отметить, что полученные результаты повторяют результаты работ в источниках [3], так же повторяют результаты (с отличиями по уровню коэффициента взаимной корреляции) работы [5]. Так же важным отличием от работ [3][5] является то, что в данной работе используется метод акселерометрии с возможностью вывода общих параметров.

Данное научное исследование проводится при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «УМНИК» по теме «Разработка универсальной модульной системы стабилизации ходьбы для экзоскелета, предназначенной для людей с ДЦП» в рамках договора №11909ГУ/2017 от 03.07.2017г.

Литература:

1. Сиренко П.С., Мищенко Е.В. Система анализа походки человека с ДЦП Труды пятнадцатой всероссийской конференции студенческих научно-исследовательских инкубаторов, 17-19 мая, Томск, 2018 г., 386 стр.
2. А.П. Ефимов Информативность биомеханических параметров походки для оценки патологии нижних конечностей– Российский журнал биомеханики, 2012 г. Т.16, №1
3. Д.В. Скворцов Диагностика двигательной патологии инструментальными методами: анализ походки, стабилметрия / Д.В. Скворцов — М.: Т.М. Андреева, 2007 г. — 640с.
4. J. Perry Gait analysis. Normal and pathological function. — SLACK Incorporated, 1992.— 524 p
5. DAVID A. WINTER BIOMECHANICS AND MOTOR CONTROL OF HUMAN MOVEMENT, Fourth Edition, Copyright © 2009 John Wiley & Sons, Inc., Waterloo, 370 p
6. Duane Knudson «Fundamentals of Biomechanics» / Department of Kinesiology California State University at Chico First & Normal Street Chico, USA, 2007 – 343 p.
7. Э. Фёрстер, Б. Рёнци Методы корреляционного и регрессионного анализа, Берлин, 1983 г., 304с.

ВОЗМОЖНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ОПТИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПО МЕРИДИАНУ ПЕРИКАРДА¹

Н.С. Чиркова

**Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, chns5694@gmail.com**

Исследована передача оптической энергии по меридиану перикарда. В результате экспериментов подтверждена гипотеза об отсутствии свечения биологически активных точек (БАТ) при их импульсной засветке, расположенных на неактивном меридиане, а также показана возможность передачи энергии фотонов по меридиану.

The transmission of optical energy along the meridian of the pericardium has been investigated. As the result of the experiments the hypothesis on the absence of luminescence of biologically active points (BAP) located on an inactive meridian during their flash illumination is confirmed, and the possibility of photon energy transfer along the meridian is also demonstrated.

Лаборатория медицинской электроники при НГТУ проводит исследования биофизических процессов в кожном покрове в области БАТ и точек соответствия (ТС). В [1] выдвинута гипотеза о возможности поглощения, излучения и передачи энергии фотонов биологическими тканями в области БАТ и ТС при оптическом воздействии в видимом диапазоне не только в окружающее пространство, но и внутрь по меридианам. В этой работе были представлены результаты первичных экспериментальных исследований по выявлению энергетической взаимосвязи БАТ, расположенных на меридиане перикарда, с использованием рентгеновской плёнки Retina X-Ray XBM. Было показано, что при облучении одной из точек меридиана коротким световым импульсом после проявления рентгеновской пленки, обнаружены светящиеся точки этого меридиана, расположенные в соответствии с выбранными БАТ.

Данная статья посвящена анализу результатов исследования по передаче энергии фотонов по меридиану перикарда.

Исследования проведены с 14:00 до 15:00 часов дня, когда меридиан перикарда не активен (активность 19:00 – 21:00) [2], на испытуемом (мужчина, 36 лет), не имеющем жалоб на проблемы с сердцем. Были рассмотрены точки MC5 – MC9. То, что они относятся к меридиану перикарда, было подтверждено электрическим методом по сопротивлению кожного покрова, по болевому эффекту, топологией [3], а также подтверждено действующим рефлексотерапевтом.

Исследование проводилось в двух вариантах.

В первом случае была проведена фотосъёмка точек MC5 – MC8 с импульсной вспышкой и без засветки крайней точки меридиана MC9. Точки MC5 – MC8 визуализированы не были, что объясняется неактивностью меридиана перикарда.

Во втором случае крайнюю точку меридиана (MC9) облучали постоянным световым потоком от мощного светодиода белого света. Одновременно проводили фотосъёмку с импульсной вспышкой точек меридиана MC5 – MC8. Результатами данного исследования являются фотографии участков кожного покрова со светящимися БАТ MC5 – MC8, представленные на рисунках 2 – 5.

Рисунки 2 – 5 – фотографии участков кожного покрова со светящимися БАТ MC5 – MC8.

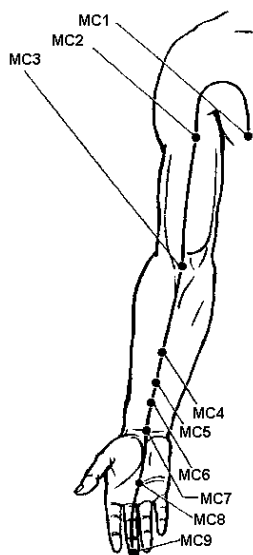


Рис. 1 – меридиан перикарда

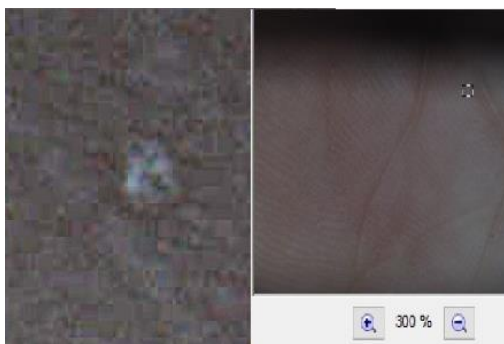


Рис.2. – Фотография точки MC8

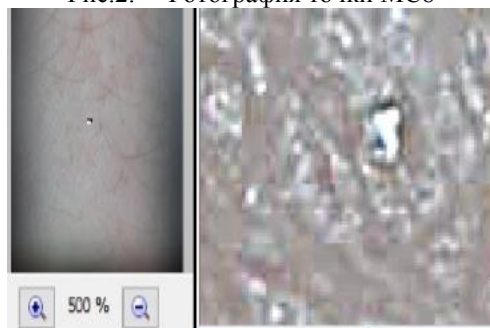


Рис.3. – Фотография точки MC7

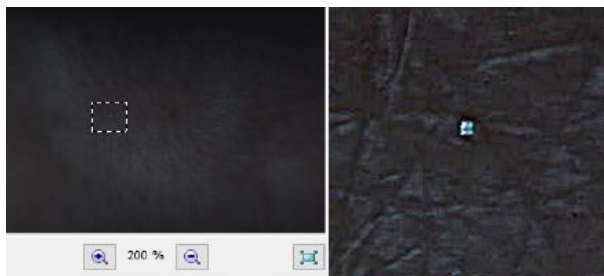


Рис.4. – Фотография точки MC6



Рис.5. – Фотография точки MC5

На фотографиях наблюдается свечение БАТ, то есть имеет место передача энергии по меридиану от одной облучённой акупунктурной точки к другой (не засвеченной) по меридиану перикарда.

Заключение

1. Подтверждена гипотеза об отсутствии свечения БАТ при их импульсной засветке, расположенных на неактивном меридиане.
2. Показана возможность передачи энергии фотонов по одному меридиану перикарда от точки MC9 к точкам MC5 – MC8.

Литература

1. Лисицына Л.И., Белавская С.В., Кузьмин А.Н., Блохин А.А., Навроцкий Л.Г., Чиркова Н.С., Вешкурцев Ю.М. Устройство для рефлексотерапии с пятью факторами воздействия, перспективы развития и достигнутые на практике результаты в этой области. // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2017. – №. 4 (69). – С. 7 – 32.
2. Атаев Д.И. Электронпунктурная рефлексотерапия. – М.: Амрита-Русь. 2004. – 222 с.

3. Лисицына Л.И., Блохин А. А., Белавская С. В., Камардин А. Е., Геворгян И. С., Чиркова Н. С. Специализированная установка для исследования биофизических процессов, протекающих в кожном покрове // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2019. – № 1 (74). – С. 61 – 76

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Новосибирского государственного технического университета (проект С19-35).

АВТОМАТИЗАЦИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕАКЦИИ АГГЛЮТИНАЦИИ ЭРИТРОЦИТОВ С ПОМОЩЬЮ ОПТИКО- ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ

Д.И. Шевалдина, А.А. Аристов, М.А. Шульгина
Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г. Томск, aristov@tpu.ru

Демонстрируется возможность установления группы крови человека на основе регистрации рассеяния светового потока. Для определения присутствия реакции агглютинации эритроцитов применяется метод фотометрирования капель образцов крови, создавая в них механические колебания. Результаты исследования могут быть использованы при разработке приборов для автоматического определения группы крови человека.

The possibility of establishing a human blood group based on registration of scattering of light flux is demonstrated. To determine the presence of an agglutination reaction of red blood cells, the method of photometry of drops of blood samples is used, creating mechanical vibrations in them. The results of the study can be used in the development of devices for automatic determination of human blood group.

Определение группы крови является обязательным анализом при подготовке к любой операции, переливанию донорской крови пациенту. Существует много методов определения группы крови, при этом, значительная часть работы по-прежнему выполняется вручную, и результаты тестов могут интерпретироваться по-разному между операторами. В настоящее время не распространены простые портативные автоматизированные устройства анализа агглютинации. Основным методом, используемым в большинстве лабораторий России, является метод типирования с использованием моноклональных антител – цоиклонов. Современные автоматические анализаторы для типирования крови используют метод гель-карт, который подразумевает пробоподготовку и является дорогостоящим.

В данной сфере ведутся различные разработки методов автоматического определения агглютинации. Тархов Н.С., Стекачева В.Л. в своей работе, при разработках портативного устройства, используют тот факт, что в процессе реакций агглютинации происходит изменение плотности вещества и повышается давление на пьезорезонансный датчик, который используется в качестве чувствительного элемента [1].

Одной из первых публикаций, посвященных акустооптическому методу регистрации агглютинации эритроцитов, стала работа Алипова А.Н. и др. [2]. Метод основан на сочетании действия ультразвука (УЗ) на реакционную смесь «кровь-сыворотка-физиологический раствор» с оптическим ее зондированием. Детально механизм взаимодействия смеси «кровь-сыворотка» с ультразвуком рассмотрен в статьях В. А. Дубровского, К. Н. Дворецкого и др. [3, 4].

Исходя из вышесказанного, актуальной остаётся задача разработки устройства с использованием малых объёмов крови и реактивов для анализа, без получения эритроцитарной массы (пробоподготовки), уменьшением затрат на анализ.

Предложенный метод решения – это фотометрическая методика оценки реакции гемагглютинации в образцах крови в виде лежащих капель. Для разработки новой методики типирования цельной крови использовали принцип агглютинации антигенов мембраны эритроцитов с цоликлонами.

В процессе образования агглютинатов происходит уменьшение дисперсности среды, это ведёт к просветлению образца. Но так как агглютинаты разбросаны по образцу неравномерно и возможно их перемещение по объёму пробы и оседание, при фотометрии плоских кювет наблюдается флуктуация светового потока попадающего на фотоприёмник и нет четкого критерия наличия-отсутствия агглютинации.

Для автоматизации реакции агглютинации была разработана установка, структурная схема которой показана на рисунке 1.

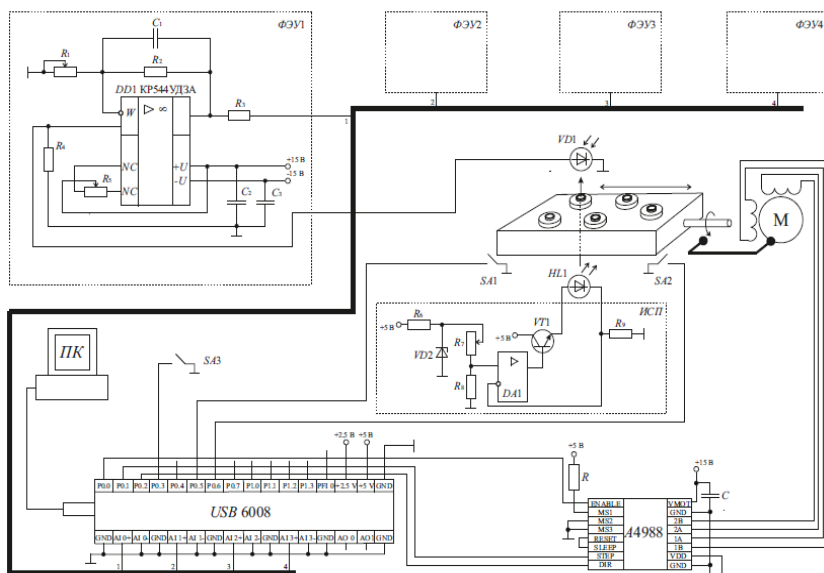


Рис. 1 – Структурная схема устройства

На схеме обозначены блоки ФЭУ – фотоэлектронный усилитель, ИСП – источник стабильного питания, М – мотор, ПК – персональный компьютер.

Принцип работы устройства основан на фотометрическом методе регистрации изменения интенсивности светового потока, прошедшего через образец крови в процессе образования эритроцитарных агрегатов в случае специфической агглютинации эритроцитов крови при добавлении к ней соответствующего цоликлона. Для усиления процесса образования агглютинатов на капельный образец дополнительно оказывается вибрационное воздействие. Вибрация капель осуществляется путем возвратно-поступательного перемещения в горизонтальной плоскости вибрационной платформы, на которой размещается кювета из гидрофобного материала с образцами крови.

Образцы исследуемой крови при исследовании (фотометрировании) размещаются между вертикально соосно расположенными источниками и приемниками оптического излучения в виде лежащей капли. Источник оптического излучения расположен под капельной пробой, а приемник – над ней.

Управление системой, считывание информационных сигналов с оптических измерительных каналов устройства и связь с персональным компьютером осуществляется через многофункциональное устройство

ввода-вывода аналогово-цифровой преобразователь USB-6008 National Instruments. На его аналоговые входы подаются сигналы с выхода фотоэлектронных усилителей (ФЭУ), усиливающих сигналы с четырех оптических приемников. Через цифровые выходы идёт управление драйвером шагового двигателя. Связь с персональным компьютером осуществляется через шину передачи данных по протоколу USB. Программа для анализа полученных данных, управления режимом работы шагового двигателя создана в среде разработки LabVIEW. В ней получаем кривую, которая отражает информацию оптических свойствах пробы и их изменении в результате протекания каких-либо процессов в пробе. С помощью специальных алгоритмов возможно определение возникновения или отсутствия агглютинации по уровню получаемого сигнала.

При отсутствии агглютинации изменение дисперсности среды не происходит. В процессе размешивания образца происходит помутнение среды, светопропускание уменьшается, что отражается на фотометрической кривой (Рисунок 2а). В случае наличия агглютинации в образце происходит значительное просветление среды (Рисунок 2б).

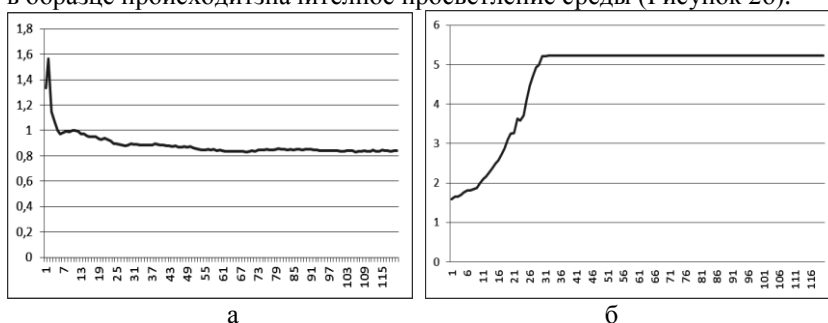


Рис. 2 – Поведение фотометрических кривых: а – отрицательная реакция агглютинации, б – положительная реакция агглютинации

В проведенных экспериментах разница в сигналах образцов с положительной и отрицательной реакцией отличалась более чем в 5 раз. В отличие от аналогичных методик, где используется анализ оптических кривых при агглютинации, наша методика имеет большую чувствительность за счёт использования фокусирующих свойств капли и использования механических вибраций образца.

Соответственно, при надлежащей методике проведения эксперимента, правильном подборе параметров оптической измерительной системы, соответствующей аналитической обработке данных, возможно получить достаточно высокую чувствительность, что

позволит с высокой степенью достоверности оценивать наличие агглютинатов эритроцитов даже в образцах со слабой агглютинацией.

Литература

1. Тархов Н. С., Стекачева В. Л. Портативное устройство для экспресс-диагностики группы крови // Известия ТулГУ. Технические науки. 2014. №12-1.
2. Алипов А. Н., Ванинский В. З., Денисов Л. Б., Донсков С. И., Дубровский В. А., Завьялов Э. Н., Князьков Н. Н. Способ определения реакции агглютинации: Авторское свидетельство изобретения. №1683760, приоритет от 04.06.1987. Оpubл.: Бюл. №38 от 30.10.1991.
3. Дубровский В.А., Медведева М.Ф. Акустооптический метод определения группы крови человека: сравнение применения анти-А и анти-В моноклональных антител и стандартных гемагглютинирующих сывороток // Саратовский научно-медицинский журнал. 2017. №1.
4. Doubrovski V.A., Dvoretzki K.N. Ultrasonic wave action upon the red blood cell agglutination in vitro // Ultrasound in Medicine & Biology 2000; 26 (4): 655.

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Александров И.В., Баховцев И.А.	Новосибирск	3
Баранов Е.Д., Попов В.И.	Новосибирск	7
Дашинимаев А.О., Шенгерей Н., Калужский Д.Л.	Новосибирск	11
Зотов Л.Г., Гичкаленко Д.Е.	Новосибирск	14
Зотов Л.Г., Нурлатов Н.В.	Новосибирск	17
Игнатьев Е.А., Нос О.В.	Новосибирск	20
Колосков Д.Б., Глухов А.В.	Новосибирск	23
Косых Е.А., Удовиченко А.В.	Новосибирск	27
Курочкин Д.А., Гейст А.В., Штейн Д.А., Шульц Т.Е.	Новосибирск	31
Мальцев Н., Остертак Д.И.	Новосибирск	34
Овчаренко А.В., Удовиченко А.В.	Новосибирск	39
Севостьянов Н.А., Горбунов Р.Л.	Новосибирск	41
Хорошев М.А.	Новосибирск	44
Чистяков Д.А.	Новосибирск	46
Шеломенцев П.В., Зотов Л. Г.	Новосибирск	49

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Акимов С.Д., Красный И.Б.	Новосибирск	52
Алексейцев С.А.	Новосибирск	56
Баранина В.Е., Кологривов В.А.	Томск	60
Белокозова Е.Е., Разинкин В.П.	Новосибирск	64
Брантов А.А., Иванова В.С., Кремзуков Ю.А.	Томск	68
Быченков Д.Е.	Новосибирск	72
Глушак А.А., Жуланов В.В.	Новосибирск	75

Горохов Е.А., Дмитриев А.К., Бычев Ю.П.	Новосибирск	79
Зима Д.Н.	Новосибирск	82
Козлов И.Н., Вострецов А.Г.	Новосибирск	86
Костырина А.Е., Грузман И.С.	Новосибирск	89
Красный И.Б., Акимов С.Д., Глушков А.Е.	Новосибирск	93
Ло Ван Хао, Нестеренко Т.Г.	Томск	96
Никитина Д.Е., Морозов Ю.В.	Новосибирск	101
Паршин Ю.Н.	Новосибирск	104
Попов С.В., Девятков Г.Н.	Новосибирск	108
Савинов К.Н., Сабакарь К.М., Дмитриев А.К.	Новосибирск	112
Сабитов Т.И., Киселев А.В.	Новосибирск	116
Гурина Д.А., Сальников А.С.	Томск	120
Сгибнева Т.В., Разинкин В.П.	Новосибирск	124
Смирнягин И.И., Бизяев А.А.	Новосибирск	128
Соколов В.Н., Меренков В.М., Хрусталеv В.А.	Новосибирск	131
Таюров А.В., Киселев А.В.	Новосибирск	135
Тумашев В.С., Селезнев В.А.	Новосибирск	137

Секция *БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА*

Бояхчан А.А., Лежнина И.А., Перчаткин В.А.	Томск	142
Васильев И.М.	Томск	144
Вершеня И.В., Хрусталеv В.А., Аубакиров К.Я., Рубанович М.Г.	Новосибирск	148
Веселов А.С., Ботвинков А.В.	Новосибирск	152
Вичканова И.А., Васильева Т.Н., Костюченко Т.Г.	Томск	155
Владимирская А.Д., Вольф А.А., Лобач И.А.	Новосибирск	158
Гутнин А.А., Закревский Д.Э., Закревский Дм.Э.	Новосибирск	160

Зюзькова Ю.А., Дикман Е.Ю., Дикман Е.Ю.	Томск	163
Кадымов А.А., Белавская С.В., Гришин О.В.	Новосибирск	167
Каратовский А.Ю., Митьков А.С., Рубанович М.Г.	Новосибирск	170
Киселев Д.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	172
Козин А.В., Щетинин Ю.И.	Новосибирск	177
Королюк Е.С.	Томск	181
Кочетов Д.И.	Томск	185
Солдатов А.А., Крыгин А.С., Солдатов Д.А., Солдатова Е.С.	Томск	188
Лаврик А.А., Эльхутов С.Н.	Ангарск	191
Лю Янхун, Арышева Г.В.	Томск	195
Макарова Е.Ю., Ющенко В.П., Дворецкий С.В.	Новосибирск	200
Милахина Е.В.	Новосибирск	202
Молчанов Р.С., Блохин А.А., Лисицына Л.И., Белавская С.В.	Новосибирск	206
Мураускас В.В.	Новосибирск	210
Навродская Е.А., Аристов А.А.	Томск	213
Нетребовский В.А., Русакова Е.И., Блохин А.А., Лисицына Л.И.	Новосибирск	217
Овсянников В.С., Гужов В.И.	Новосибирск	220
Петровых Д.А., Коломейцев А.А.	Томск	224
Пилюгина О.П., Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И.	Новосибирск	227
Синицкий Р.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	231
Сиренко П.С., Мищенко Е.В., Кондрашов Д.А., Канатбекулы И.	Томск	235
Чиркова Н.С.	Новосибирск	239
Шевалдина Д.И., Аристов А.А., Шульгина М.А.	Томск	242

НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ
Сборник научных трудов в 9 частях

г. Новосибирск, 02-06 декабря 2019 г.

Часть 6

Под ред. Гадюкиной А.В.

Подписано в печать 10.12.2019. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 14,64. Печ. л. 15,75. Тираж 100 экз. Заказ № 6

Отпечатано в типографии

Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

