

УДК 681.532.65

Искажение выходного напряжения широтно-импульсного преобразователя прецизионного электропривода

В.С. Томасов, С.Ю. Ловлин, С.А. Тушев, Н.А. Смирнов
НИУ «Информационных технологий, механики и оптики», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: Существующие модели прецизионных электроприводов, построенных на базе трехфазного вентильного двигателя и транзисторного инвертора напряжения, не учитывают влияния нелинейности инвертора напряжения на конечную точность электропривода. В связи с этим актуальной является разработка алгоритмов компенсации влияния искажений выходного напряжения инвертора, вносимых падением напряжения на силовых ключах инвертора и задержкой на переключение полупроводниковых транзисторов в стойках моста.

Материалы и методы: Модель прецизионного электропривода построена с помощью методов теории электрических цепей и теории электромеханических систем.

Результаты: Проведен анализ модели прецизионного электропривода на базе транзисторного инвертора напряжения и синхронной электромашины с возбуждением от постоянных магнитов.

Выводы: Предложенная модель прецизионного электропривода позволяет оценить влияние нелинейностей инвертора напряжения, вызванных задержкой на включение транзисторов инвертора и падением напряжения на его силовых ключах, на точностные характеристики прецизионного электропривода, а также синтезировать алгоритмы компенсации этих нелинейностей.

Ключевые слова: трехфазный инвертор напряжения, прецизионный электропривод, падение напряжений на силовых ключах, «мертвое время».

Output Voltage Distortion of Pulse Width Converter of Precision Electric Drive

V.S. Tomasov, S.Ju. Lovlin, S.A. Tushev, N.A. Smirnov
National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, St. Petersburg, Russian Federation
E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru

Abstract

Background: The existing models of the precision electric drives based on the three-phase BLDC motor and voltage transistor chopper do not take into account the nonlinearity influence of voltage inverter on the final accuracy of the electric drive. So, the urgent problem is to develop the compensation algorithms of distortion influence of inverter output voltage brought by the power switch voltage drop and switching delay of semiconductor transistors in bridge legs.

Materials and methods: The precision electric drive model is developed by the methods of electric circuit theory and the theory of electro-mechanical systems.

Results: The analysis of the precision electric drive model based on PWM inverter and permanent synchronous electrical motor with permanent-magnet excitation is carried out.

Conclusions: The proposed model of precision electric drive allows estimating the influence of voltage inverter nonlinearity brought by the power switch voltage drop and switching delay of semiconductor transistors to precision electric drive accuracy as well as synthesizing the compensation algorithms for these nonlinearities.

Key words: three-phase voltage inverter, precision electric drive, voltage drop of power devices, dead time effect.

Введение. К числу актуальных проблем современной электромеханики и преобразовательной техники относится проблема создания прецизионных безредукторных электроприводов на базе высокомоментных двигателей и полупроводниковых инверторов напряжения, и в частности, для высокоточных оптических комплексов наведения и сопровождения космических объектов [1–6]. Проектирование электроприводов таких комплексов требует решения широкого круга задач, связанных с необходимостью обеспечения высокоточного позиционирования, вращения исполнительного органа с инфранизкими угловыми скоростями при значительных величинах момента сопро-

тивления на валу и моментов инерции вращающихся масс [1].

В последнее время благодаря появлению полностью управляемых быстродействующих коммутирующих приборов, таких как полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), высокоэффективный инвертор напряжения с ШИМ-модуляцией стал неотъемлемой частью современного электропривода. Однако необходимость введения временной задержки на включение силовых ключей инвертора и падение напряжения на них образуют так называемую зону нечувствительности в его выходной характеристике при переходе ее через ноль,

что приводит к ухудшению качества воспроизведения заданного напряжения.

Искажение напряжения на выходе инвертора влияет на фазные токи электрической машины, в результате чего появляются пульсации крутящего момента и ухудшается точность воспроизведения входного сигнала. Рассмотрим модель электропривода, учитывающую нелинейности транзисторного инвертора напряжения, позволяющую анализировать их влияние на конечную точность прецизионного электропривода.

Анализ нелинейностей ШИП. На рис. 1,а изображена схема трехфазного инвертора с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), широко используемая для управления электроприводами переменного тока. Для предотвращения одновременного открытия двух последовательно включенных транзисторов в стойке инвертора вводится задержка на их отпирание – «мертвое время». В течение «мертвого времени» выходное напряжение определяется направлением протекания тока на фазе нагрузки (рис. 1,б).

Среднее напряжение U_{cp} на выходе инвертора за период коммутации ШИМ (рис. 1,б) с учетом «мертвого времени» рассчитывается следующим образом:

$$U_{cp} = (f_h - \tau \text{sign}(i)) U_{DC},$$

где

$$\text{sign}(i) = \begin{cases} 1 & \text{при } i > 0, \\ -1 & \text{при } i < 0; \end{cases}$$

f_h – задание на относительную продолжительность включения верхнего ключа стойки в цепь источника питания (рис. 1,б) без учета «мертвого времени»; τ – относительная задержка включения транзистора – отношение абсолютного значения времени задержки подачи отпи-

рающего импульса на транзистор к периоду коммутации.

На точность воспроизведения заданного напряжения на выходе инвертора кроме «мертвого времени» оказывает влияние падение напряжения на силовых ключах инвертора. Оно определяется вольт-амперной характеристикой ключа, причем прямая ветвь характеристики определяется свойствами транзистора, а обратная ветвь – в основном свойствами обратного диода ключа [7]. Таким образом, вольт-амперная характеристика открытого ключа, в зависимости от направления протекания тока ключа $i_{кл}$, может быть записана как

$$\Delta u_{кл} = \begin{cases} \Delta u_{кл.пр} & \text{при } i_{кл} > 0, \\ \Delta u_{кл.обр} & \text{при } i_{кл} < 0, \end{cases}$$

где $\Delta u_{кл.пр}$ – падение напряжения на ключе при протекании по нему прямого тока ключа $i_{кл} > 0$; $\Delta u_{кл.обр}$ – падение напряжения на ключе при протекании по нему инверсного (обратного) тока ключа $i_{кл} < 0$.

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых ключей существенно нелинейны, поэтому для упрощения их анализа используют кусочно-линейную аппроксимацию прямой и обратной ветвей характеристики ключа:

$$\Delta u_{кл.пр} = \Delta u_{гр.пр} + r_{дифф.пр} i_{кл};$$

$$\Delta u_{кл.обр} = \Delta u_{гр.обр} + r_{дифф.обр} i_{кл},$$

где $\Delta u_{гр.пр} > 0$ и $\Delta u_{гр.обр} < 0$ – граничные падения напряжений; $r_{дифф.пр} > 0$ и $r_{дифф.обр} > 0$ – дифференциальные сопротивления ключа для прямого и обратного токов. В общем случае $|\Delta u_{гр.пр}| \neq |\Delta u_{гр.обр}|$, а $r_{дифф.пр} \neq r_{дифф.обр}$.

Уравнение для определения среднего значения выходного напряжения инвертора тогда принимает вид

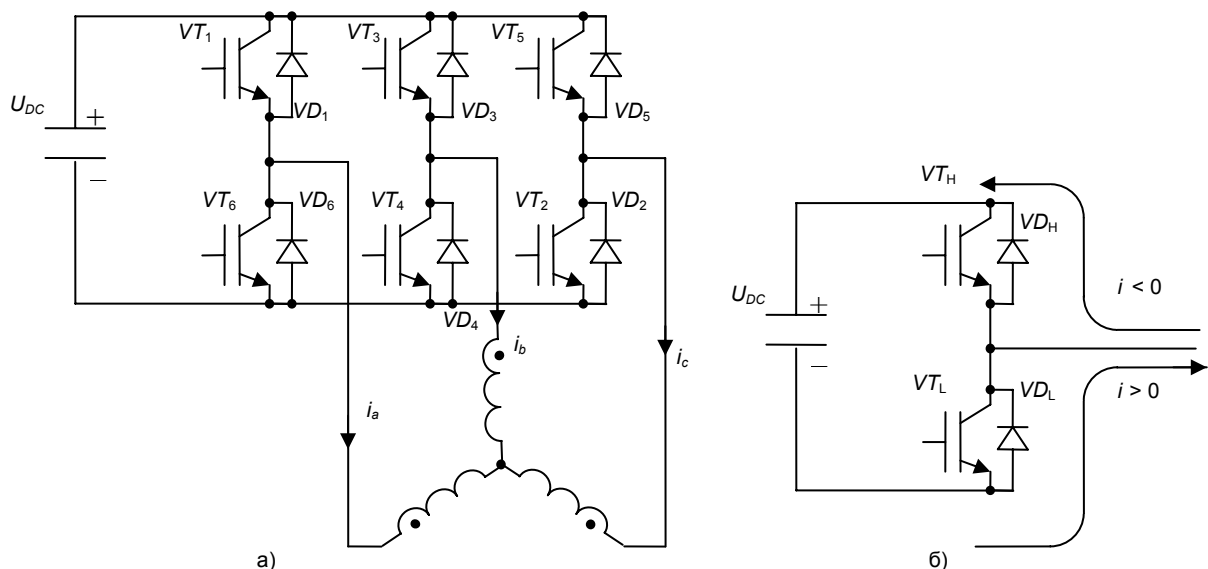


Рис. 1. Упрощенная схема питания синхронной машины с постоянными магнитами (СМПМ) на базе трехфазного инвертора (а) и протекание фазного тока i в одной из стоек трехфазного инвертора при закрытых ключах VT_H и VT_L (б)

$$U_{cp} = (f_h - \tau \text{sign}(i)) U_{DC} - \Delta u_{кл}, \quad (1)$$

где

$$\Delta u_{кл} = \begin{cases} (f_h - \tau) \Delta u_{кл.пр} - \\ - (1 - f_h + \tau) \Delta u_{кл.обр} & \text{при } i > 0, \\ (f_h + \tau) \Delta u_{кл.обр} - \\ - (1 - f_h - \tau) \Delta u_{кл.пр} & \text{при } i < 0. \end{cases} \quad (2)$$

Как следует из полученных выражений, падение напряжения на силовых ключах вызывает дополнительное вертикальное смещение регулировочной характеристики инвертора. В случае, когда можно пренебречь дифференциальным сопротивлением полупроводниковых ключей, а также различием абсолютных значений прямого и обратного граничных падений напряжения (т.е. $r_{дифф.пр} = r_{дифф.обр} = 0$ и $|\Delta u_{гр.пр}| = |\Delta u_{гр.обр}| = \Delta u_{гр}$), выражение (2) существенно упрощается:

$$\Delta u_{кл} = 2\Delta u_{гр} \left(f_h - \tau \text{sign}(i) - \frac{1}{2} \right),$$

а уравнение (1) принимает вид

$$U_{cp} = \left(f_h - \frac{1}{2} - \tau \text{sign}(i) \right) (U_{DC} - 2\Delta u_{гр}) + \frac{U_{DC}}{2}. \quad (3)$$

В качестве базового алгоритма управления силовыми ключами инвертора выбран алгоритм синусоидальной ШИМ с двухсторонним пилообразным опорным напряжением, реализуемый как в аналоговой форме, так и в цифровой с применением микропроцессорной техники. Относительная продолжительность включения верхних ключей f_h для каждой из фаз двигателя A , B и C рассчитывается следующим образом:

$$f_{h.a}(t) = 0,5(1 + u_0(t) \sin(\varphi(t)));$$

$$f_{h.b}(t) = 0,5(1 + u_0(t) \sin(\varphi(t) + 120^\circ));$$

$$f_{h.c}(t) = 0,5(1 + u_0(t) \sin(\varphi(t) - 120^\circ)),$$

где $u_0(t)$ – обобщенное управляющее воздействие для трехфазной системы, принимающее значения из интервала $[-1; 1]$; $\varphi(t)$ – электрический угол поворота двигателя.

Напряжение на выходе стоек инвертора рассчитывается тогда без учета нелинейностей:

$$U_a(t) = u_0(t) \frac{U_{DC}}{2} \sin(\varphi(t)) + \frac{U_{DC}}{2};$$

$$U_b(t) = u_0(t) \frac{U_{DC}}{2} \sin(\varphi(t) + 120^\circ) + \frac{U_{DC}}{2};$$

$$U_c(t) = u_0(t) \frac{U_{DC}}{2} \sin(\varphi(t) - 120^\circ) + \frac{U_{DC}}{2},$$

где $U_a(t)$, $U_b(t)$ и $U_c(t)$ – средние напряжения на выходе стоек инвертора A , B и C за период коммутации транзисторов инвертора.

Искажения выходных напряжений трехфазного инвертора в фазах A , B и C с учетом (3) можно записать как

$$\Delta U_a = (2f_{h.a} - 1) \Delta u_{гр} + \tau (U_{DC} - 2\Delta u_{гр}) \text{sign}(i_a);$$

$$\Delta U_b = (2f_{h.b} - 1) \Delta u_{гр} + \tau (U_{DC} - 2\Delta u_{гр}) \text{sign}(i_b);$$

$$\Delta U_c = (2f_{h.c} - 1) \Delta u_{гр} + \tau (U_{DC} - 2\Delta u_{гр}) \text{sign}(i_c).$$

Таким образом, система уравнений токов в фазах ВД (рис. 1,а) имеет вид

$$\begin{cases} (U_a(t) - \Delta U_a(t)) - (U_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ = (2i_a(t) + i_b(t))R - (e_a(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_a(t) + i_b(t))}{dt}, \\ (U_b(t) - \Delta U_b(t)) - (U_c(t) - \Delta U_c(t)) = \\ = (2i_b(t) + i_a(t))R - (e_b(t) - e_c(t)) + L \frac{d(2i_b(t) + i_a(t))}{dt}, \\ i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0, \end{cases}$$

где e_a , e_b , e_c – противо-ЭДС в фазах двигателя; R и L – активное сопротивление и индуктивность фаз двигателя.

На рис. 2,а изображены графики тока $i_a(\varphi)$ с учетом и без учета искажения напряжения инвертора при $\tau = 0,03$ и $\Delta u_{гр} = 0,02 U_{DC}$. Графики приведены к амплитуде максимального тока в фазе A $i_{a,max}$.

В результате искажения напряжения инвертора появляется искажение момента ВД, которое может быть рассчитано следующим образом:

$$M_{dead}(t) = \frac{C_e}{R} (\Delta U_a(t) \sin(\varphi(t)) + \Delta U_b(t) \sin(\varphi(t) + 120^\circ) + \Delta U_c(t) \sin(\varphi(t) - 120^\circ)).$$

Зависимости момента M_{dead} , учитывающего нелинейности инвертора в модели ВД, от электрического угла φ при различных управляющих воздействиях u_0 изображены на рис. 2,б. Значения M_{dead} приведены к пусковому моменту $M_{пуск}$ при $u_0 = 1$. Максимальное снижение относительного электромагнитного момента ВД за счет искажения напряжения инвертора, которое должно учитываться при выборе напряжения источника питания, составляет

$$\frac{M_{dead,max}}{M_{пуск}} = \frac{8}{3} \tau + \left(2 - \frac{16}{3} \tau \right) \frac{\Delta u_{гр}}{U_{DC}}.$$

Момент M_{dead} (рис. 3,а) имеет периодический характер и поэтому может быть представлен в виде ряда Фурье

$$M_{dead}(u_0, \Delta u_{гр}, \tau, \varphi) = M_{dead,cp}(u_0, \Delta u_{гр}, \tau) +$$

$$+ M_{пуск} \sum_{k=1}^{\infty} \mu_k(u_0, \Delta u_{гр}, \tau) \cdot \sin(k\varphi_k \cdot \varphi + \psi_k(u_0, \Delta u_{гр}, \tau)),$$

где μ_k и ψ_k – относительная амплитуда и фаза k -й гармоники соответственно; $k\varphi_k = 6k$ – частота колебаний k -й гармоники на один период электрического угла. В таком виде упрощается анализ влияния искажения напряжения инвертора в динамике.

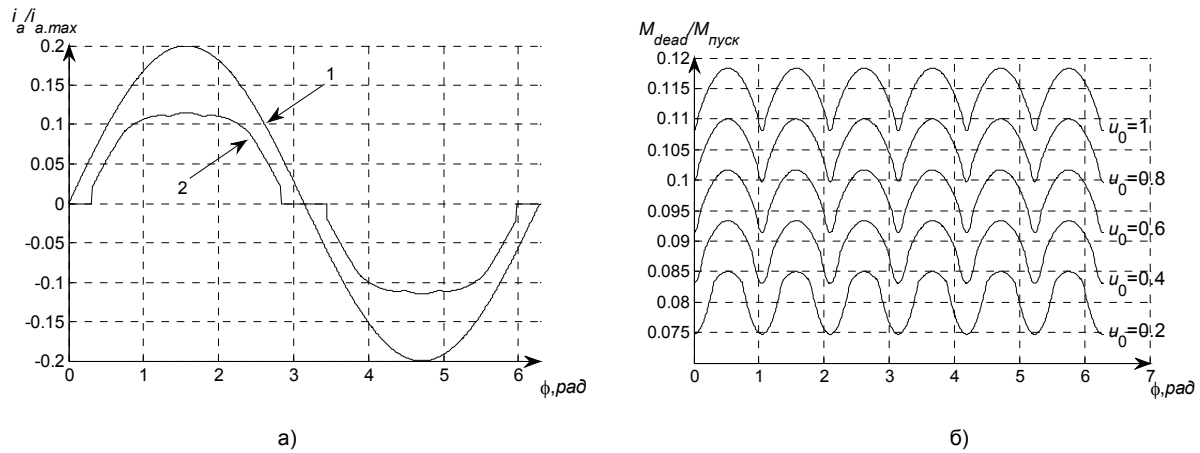


Рис. 2. Зависимости относительного тока фазы А (а) без учета искажения напряжения инвертора (1) и с учетом (2) и относительного возмущающего момента M_{dead} (б) в установившемся режиме в зависимости от электрического угла ϕ

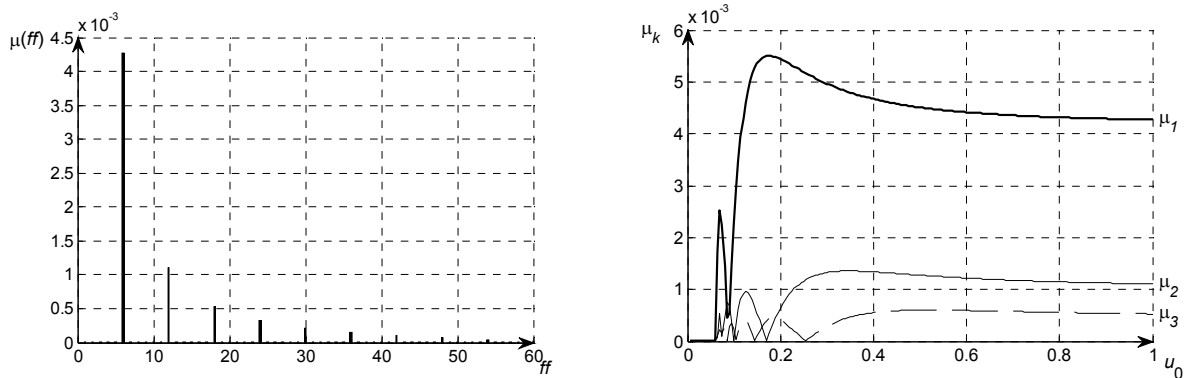


Рис. 3. Спектральный состав возмущающего момента M_{dead} (а) и зависимость относительных амплитуд первых трех гармоник от величины управляющего воздействия u_0 (б)

Спектральные характеристики момента M_{dead} (рис. 3,а), полученные из формулы (4), позволяют оценивать влияние нелинейностей инвертора на конечную точность позиционирования и сопровождения замкнутой системы управления прецизионного электропривода и делать вывод о необходимости использования методов минимизации данного влияния.

Заключение

Рассмотренная модель электропривода учитывает нелинейности инвертора на базе транзисторных силовых ключей. Модель позволяет анализировать влияние нелинейностей инвертора на конечную точность позиционирования и сопровождения прецизионного электропривода. Полученное расчетное соотношение снижения электромагнитного момента ВД обусловлено искажением напряжения инвертора, которое необходимо учитывать при выборе напряжения источника питания.

Список литературы

1. **Состояние** и перспективы развития прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений / В.Н. Васильев, В.С. Томасов, В.Д. Шаргородский, М.А. Садовников // Изв. вузов. Приборостроение. – 2008. – № 6. – С. 5–11.

2. **Электроприводы** высокоточных оптических комплексов контроля космического пространства / В.С. Томасов, В.А. Толмачев, В.Н. Дроздов и др. // Тр. VII Международн. (XVIII Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2012. – Иваново, 2012. – С. 213–216.

3. **Томасов В.С., Овчинников И.Е., Егоров А.В.** Энергоподсистема большого алтайского телескопа траекторных измерений // Известия тульского государственного университета. – 2010. – Вып. 3. – Ч. 3. – С. 216–222.

4. **Балковой А.П., Цаценкин В.К.** Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. – М.: Изд. дом МЭИ, 2010.

5. **Овчинников И.Е.** Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций. – СПб.: Изд-во «Корона-Принт», 2010. – 336 с.

6. **Сабинин Ю.А.** Позиционные и следящие электромеханические системы: учеб. пособие для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат, Санкт-Петербург. отд-ние, 2001.

7. **Шрейнер Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

References

1. Vasil'ev, V.N., Tomasov, V.S., Shargorodskiy, V.D., Sadovnikov, M.A. Sostoyaniye i perspektivy razvitiya pretsizionnykh elektroprivodov kompleksov vysokotochnykh nablyudeniye [Status and Development Perspectives of Precision Electric Drives for High-precision Observations Systems]. *Izvestiya vuzov. Priborostroyeniye*, 2008, no. 6, pp. 5–11.

2. Tomasov, V.S., Tolmachev, V.A., Drozdov, V.N., Denisov, K.M., Gur'yanov, A.V. Elektroprivody vysokotochnykh opticheskikh kompleksov kontrolya kosmicheskogo prostranstva [Electric Drives of High-precision Optical Control Systems of Space]. *Trudy VII Mezhdunarodnoy (XVIII Vserossiyskoy)*

konferentsii po avtomatizirovannomu elektroprivodu AEP-2012 [Proceedings of VII international (XVIII All Russians) conference on the Automatic Electric Drives]. Ivanovo, 2012, pp. 213–216.

3. Tomasov, V.S., Ovchinnikov, I.E., Egorov, A.V. Energopodsystema bol'shogo altayskogo teleskopa traektornykh izmereniy [Energy Subsystem of Big Altay Telescope of Trajectory Measurement]. *Izvestiya tul'skogo gosudarstvennogo universiteta*, 2010, issue 3, part 3, pp. 216–222.

4. Balkovoy, A.P., Tsatsenkin, V.K. *Pretsiyonnyy elektroprivod s ventil'nymi dvigatelyami* [Precision Electric Drive with Gated Engines]. Moscow, Izdatel'skiy dom MEI, 2010.

5. Ovchinnikov, I.E. *Ventil'nye elektricheskie dvigateli i privod na ikh osnove (malaya i srednyaya moshchnost'): kurs*

lektsiy [Gated Electrical Motors and Drives based on them (Low and Middle Power)]. Saint-Petersburg, Izdatel'stvo Korona-Print, 2010. 336 p.

6. Sabinin, Yu.A. *Pozitsionnye i sledyashchie elektromekhanicheskie sistemy: uchebnoe posobie dlya vuzov* [Positional and Follower Electromechanical Systems: Textbook for Universities]. Saint-Petersburg, Energoatomizdat, Sankt-Peterburgskoe otdelenie, 2001.

7. Shreyner, R.T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* [Mathematical Simulation of AC Drives with Semiconductor Frequency Converters]. Ekaterinburg, URO RAN, 2000. 654 p.

Томасов Валентин Сергеевич,
НИУ «Информационных технологий, механики и оптики»,
кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой ЭТ и ПЭМС,
e-mail: tomasov@ets.ifmo.ru

Ловлин Сергей Юрьевич,
НИУ «Информационных технологий, механики и оптики»,
аспирант кафедры ЭТ и ПЭМС,
e-mail: seri-l@yandex.ru

Тушев Сергей Александрович,
НИУ «Информационных технологий, механики и оптики»,
аспирант кафедры ЭТ и ПЭМС,
e-mail: sergy5@mail.ru

Смирнов Никита Александрович,
НИУ «Информационных технологий, механики и оптики»,
инженер исследователь,
e-mail: n.smirnov@ets.ifmo.ru