# КОНТАКТНАЯ РЕГИСТРАЦИЯ СИГНАЛЬНОГО РАДИОПРОФИЛЯ ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА ПРИ ПИТАНИИ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-8-21-33

Manuscript received 07 June 2024; Accepted 30 June 2024

Никольшин Михаил Юрьевич, РТУ МИРЭА, Москва, Россия, mihail-n97@yandex.ru

**Бойков Константин Анатольевич,** РТУ МИРЭА, Москва, Россия, **nauchnyi@yandex.ru** 

**Ключевые слова:** сигнальный радиопрофиль, сверхкороткий импульс, техническая диагностика, радиоволновая диагностика, переходная характеристика

В статье рассматривается проблема регистрации сигнального радиопрофиля электронного устройства при питании от источника переменного напряжения с высоким паразитным импедансом. Предложен метод регистрации сигнального радиопрофиля посредством исследования падения напряжения на низкоомном шунте, включенном последовательно в цепь питания. В результате моделирования получено наилучшее время коммутации питания электронного устройства. Разработан способ компенсации внутренней индуктивности источника питания, повышающий корреляционную взаимосвязь сигнальных радиопрофилей, полученных при различных внутренних индуктивностях. Указана область применения метода компенсации индуктивности, его достоинства и ограничения. Проведено параметрическое сравнение коммутационных элементов, подключающих источник питания к исследуемому электронному устройству. Предложен способ включения реле с компенсацией времени задержки коммутации контактной группы, приведено время задержки коммутации для реле на базе ртутного геркона. Для проверки параметров сигнального радиопрофиля, полученных от различных источников питания, был проведен эксперимент, показавший корректность моделирования и работоспособность метода компенсации индуктивности источника питания. На основе полученных в результате эксперимента и моделирования значений мгновенных напряжений сигнальных радиопрофилей был проведен их корреляционный анализ. Впервые получены высокие значения коэффициента корреляции между сигнальными радиопрофилями от эталонного источника питания постоянного тока и от источника питания переменного тока с компенсацией внутреннего импеданса. Сделаны выводы о возможности применения низкоомного шунта в цепи питания для получения сигнального радиопрофиля и корректности предложенного метода компенсации внутренней индуктивности источника питания. Результат исследования может быть использован в области технической диагностики электронных устройств, работающих как от сети переменного, так и от сети постоянного тока с высоким паразитным импедансом.

## Информация об авторах:

**Никольшин Михаил Юрьевич,** Аспирант кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики РТУ МИРЭА, Москва, Россия, ORCID 0009-0004-5353-778 I

**Бойков Константин Анатольевич,** Доктор технических наук, доцент кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики РТУ МИРЭА, Москва, Россия, ORCID 0000-0003-0213-7337

#### Для цитирования

Никольшин М.Ю., Бойков К.А. Контактная регистрация сигнального радиопрофиля электронного устройства при питании от сети переменного тока // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №8. С. 21-33.

#### For citation:

Nikolshin M.Yu., Boikov K.A. (2024) Contact registration of the signal radio profile of an electronic device powered by an AC network. *T-Comm*, vol. 18, no.8, pp. 21-33. (in Russian)

T-Comm Vol.18. #8-2024

#### Введение

Во время включения, выключения и иных изменений электрических режимов составных частей электронного устройства (ЭУ) в них происходят колебательные процессы, вызванные наличием в составе ЭУ паразитных и сосредоточенных реактивностей, образующих колебательные контуры [1]. Параметры колебаний определяются длинами печатных дорожек, проводников, полезными и паразитными реактивностями электронных компонентов (ЭК) [2]. При соотнесении параметров колебаний с значениями реактивностей, входящих в состав ЭУ, становится возможным говорить о нем как о сигнальном радиопортрете (СРП) ЭУ, так как СРП индивидуален для каждого экземпляра ЭУ: даже у однотипных ЭУ они будут различаться из-за технологического разброса реактивностей в составе ЭК. Индивидуальный характер СРП позволяет использовать его для диагностики ЭУ [3]. Аналитически СРП описывается как суперпозиция колебательных процессов в контурах, состоящих из сосредоточенных и паразитных реактивностей, следующим образом [4]:

$$U(t) = \sum_{i=1}^{N} U_{0i} e^{-\delta_i (t - t_{0i})} \sin \left[ 2\pi f_i (t - t_{0i}) \right], \tag{1}$$

где N — число излучателей,  $U_{0i}$  — приведенная амплитуда первой полуволны i-того колебания (B),  $\delta_i$  — коэффициент затухания i-того колебания, t — текущий момент времени (c),  $t_{0i}$  — момент начала i-того колебания (c),  $f_{0i}$  — частота i-того колебания ( $\Gamma$ II).

Получив в ходе частотно-временного преобразования параметры гармонических составляющих СРП, по выражению (1) становится возможным вычислить мгновенное напряжение СРП в любой момент времени.

На сегодняшний день регистрация СРП производится при помощи приема радиоизлучения [5], передающими антеннами при этом выступают печатные дорожки и выводы ЭК. Однако, если резонансные частоты колебательных систем низки, короткие дорожки и проводники не могут излучить низкочастотный сигнал достаточный для уверенного приема. К тому же затруднительна регистрация СРП в случае конструктивного выполнения изделия в металлическом кожухе, экранирующем радиоизлучение.

Для устранения данных ограничений предлагается контактный способ регистрации СРП, основанный на измерении тока, потребляемого от источника питания (ИП). Энергия для колебательного процесса при включении ЭУ обеспечивается самим ИП, поэтому возможна регистрация СРП при введении низкоомного токоизмерительного шунта в цепь питания.

Следует учесть, что у реального ИП имеется внутренний импеданс, эквивалентные элементы которого будут влиять на генерацию СРП. В большей степени это справедливо для устройств, питаемых от сети переменного тока (в этом случае влияние будет оказывать индуктивность проводов сети или обмотки трансформатора), в меньшей — для устройств, питаемых постоянным током (так как зачастую ИП постоянного тока размещается в непосредственной близости от ЭУ). Также, вне зависимости от типа питающей сети и ее параметров, встает вопрос относительно коммутирующего элемента (КЭ), который подключает ИП к ЭУ.

Целью работы является развитие метода радиоволновой технической диагностики за счет изменения принципа регистрации СРП с бесконтактного приема радиоизлучения на контактную регистрацию колебания тока потребления ЭУ. Основными задачами, для реализации поставленной в работе цели, являются:

- определение наилучшего времени коммутации ЭУ к ИП, поскольку для источника переменного напряжения имеет место зависимость u(t);
- анализ коммутирующих элементов, при помощи которых осуществляется подключение ИП к ЭУ, и выбор наилучшего из них с точки зрения генерации СРП;
- анализ влияния паразитных параметров ИП и поиск научно-технического решения, позволяющего снизить их влияние на СРП;
- определение численного значения взаимосвязи СРП, полученных при помощи ИП постоянного тока с малым импедансом (эталонный ИП), ИП переменного тока с высоким импедансом (некомпенсированный ИП) и от ИП переменного тока с компенсацией импеданса (скомпенсированный ИП).

#### Определение времени коммутации

Критериями наилучшего выбора времени коммутации t являются амплитуда колебания и его спектр: повышение амплитуды колебаний улучшает отношение сигнал-шум, а спектр определяет число контурных цепей. Так как форма напряжения питания в сетях переменного тока является синусоидальной (ГОСТ 32144-2013, ГОСТ Р 54073-2017) возможно оперировать понятием угла регулирования  $\alpha$  (град.), вычисляемого по формуле (2):

$$\alpha = 360 \cdot \frac{t_{\text{вкл}}}{T},\tag{2}$$

где  $t_{\text{вкл}}$  – время коммутации (c), T – период напряжения питания (c).

Физический смысл угла регулирования заключается в определении фазы и мгновенного напряжения ИП во время коммутации ЭС не зависимо от частоты. Для синусоидальной формы напряжения питания угол  $\alpha$  лежит в пределах  $0^{\circ}...360^{\circ}$ .

Исследование зависимости параметров СРП от угла регулирования проводилось в SPICE-симуляторе LTSpice XVII на модели сетевого фильтра, схема которого приведена на рисунках 1, 2.

Элементы на рисунке 2 без позиционных обозначений — паразитные у соответствующих компонентов. Данные получены по результатам измерений компонентов, а также по расчетам длин выводов и проводников [6].

Схема представляет собой классический СLС-фильтр, предназначенный для фильтрации помех из сети и генерируемых ЭУ [7]. В модель (рис. 2) введен токоизмерительный шунт  $R_{\rm m}$ , предназначенный для преобразования формирующего СРП тока в напряжение.

Для определения наилучшего угла управления схема модели, приведенная на рисунке 2, была подключена к источнику переменного напряжения 230 В частотой 50 Гц, описываемом параметрами SINE(0 324 50 0 0 {deg}).

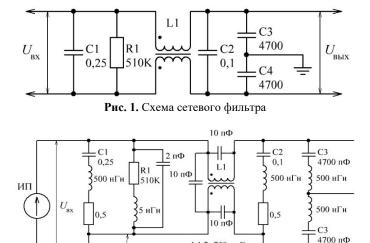


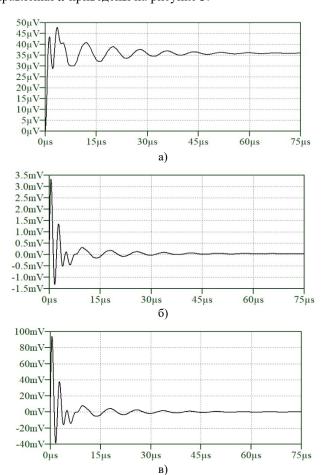
Рис. 2. Схема, используемая в симуляции

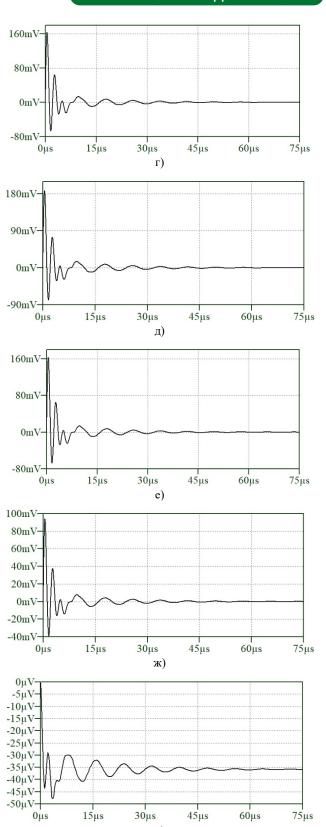
R<sub>ш</sub> 0,001 L1 2×750 мкГн

1,0

Начальная фаза напряжения питания  $\{deg\}$  задается SPICE-директивой .param deg x, где x — желаемый угол регулирования. Моделирование проводилось при помощи директивы .tran 0.75u 0.100n uic (время начала моделирования 0 c, время окончания моделирования 75 мкс, время начала записи данных 0 c, максимальный шаг моделирования 100 нс, включено моделирование переходного процесса).

Диаграммы напряжения на шунте  $R_{\rm m}$  при различных углах управления  $\alpha$  приведены на рисунке 3.





**Рис. 3.** Форма напряжения на шунте  $R_{\rm изм}$  при различных углах управления  $\alpha$ :

а)  $\alpha$ =0°;  $\delta$ )  $\alpha$ =1°;  $\epsilon$ )  $\alpha$ =30°;  $\epsilon$ )  $\alpha$ =60°;  $\delta$ )  $\alpha$ =90°;  $\epsilon$ )  $\alpha$ =120°;  $\epsilon$ )  $\alpha$ =180°

Форма потребляемого тока идентична во всех случаях, кроме  $0^{\circ}$  и  $180^{\circ}$  (рис. 3,а и рис.3,и), так как в моменты времени, соответствующие данному углу, мгновенное напряжение источника питания равно нулю. Наибольший ток потребления ЭУ, наблюдается при угле регулирования 90°, в момент наибольшего мгновенного значения напряжения. СРП, генерируемый при угле 270°, будет представлять из себя инвертированный СРП, сгенерированный при угле 90° (подобно рис.3,а и рис.3,и). Используя шунт для преобразования тока в напряжение, на первый взгляд необходимо повышать протекающий через него ток, так как это увеличит падение напряжения, тем самым улучшив отношение сигнал-шум, однако, чрезмерный ток, протекающий через шунт, ведет к выделению Джоулева тепла, а также создает повышенное падение напряжения, что может привести к некорректному функционированию исследуемого ЭС.

Повышенное напряжение на шунте также может повредить измерительные цепи регистрирующего прибора: у высокочастотных осциллографов с входным сопротивлением 50 Ом, а также у моделей с переключаемым входным сопротивлением в режиме 50 Ом входное напряжение ограничено уровнем 2...5 В [8]. Анализ рассеиваемой шунтом мощности является отдельной задачей, так как зависит от его габаритов, которые, в свою очередь, определяют высокочастотные параметры шунта.

Исходя из этого, необходимо схемотехническое решение коммутации питания в момент времени, соответствующий наилучшему углу регулирования с учетом приведенных выше ограничений по рассеиваемой мощности и максимальному входному напряжению регистрирующего прибора.

Моделирование проведено с условием «идеального» коммутирующего элемента (КЭ) — без дребезга контактов и нулевым временем переключения из разомкнутого состояния в замкнутое.

Для анализа реальных параметров КЭ необходимо исследовать коммутирующие элементы с выбором наиболее подходящих из них.

#### Исследование коммутирующих элементов

При коммутации реального ЭУ к питающей сети нужно использовать КЭ с особыми характеристиками. Для повышения амплитуды СРП необходимо повышение dU/dt на контактах питания ЭУ, то есть требуется минимально возможное время нарастания напряжения. Дребезг контактов КЭ недопустим, так как размыкание и замыкание цепи питания во время колебательного процесса исказит СРП. Требуется минимально возможная индуктивность КЭ, минимальная межконтактная емкость в разомкнутом состоянии и минимальное сопротивление контакта. КЭ должен выдерживать кратковременные токовые перегрузки, так как в разряженном состоянии емкости в ЭУ представляют собой короткое замыкание. Для соблюдения безопасности КЭ должен иметь гальваническую развязку коммутационной и управляющей цепей.

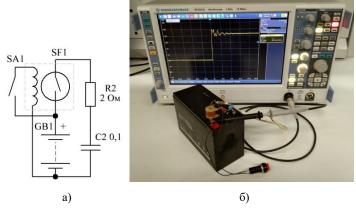
Параметры распространенных коммутирующих элементов с гальванической развязкой цепей коммутации и управления приведены в таблице 1.

Из таблицы видно, что наибольший интерес представляют ртутные герконы. За счет наличия ртутной амальгамы на их контактах отсутствует дребезг, а время нарастания измеряется единицами нс (см. рис. 4). Основным недостатком ртутных герконов как класса изделий является наличие в них ртути, применение которой в современных ЭС ограничено (ТР ЕАЭС 037/2016), однако ограничений на использование ртутных приборов в области диагностического и измерительного оборудования нет.

Для исследований применялся геркон МКАР-15101 ОД0.360.039 ТУ (далее – геркон), для регистрации осциллограмм использовался цифровой осциллограф Rohde&Schwarz RTO2032. На рис.4 изображены структурная схема (рис.4,а) и фото испытательного стенда (рис.4,б), на рис. 5 приведена осциллограмма переходной характеристики (ПХ) геркона, на рис. 6 – ПХ того же геркона после 100 циклов заряда конденсатора емкостью 0,1 мкФ от ИП напряжением 12 В с пиковым током заряда 7 А:

Таблица 1 Параметры КЭ

Тип КЭ	Время нарастания	Дребезг	Индуктивность	Емкость	Сопротивление	Перегрузочная способность
1	2	3	4	5	6	7
Реле электромагнитное	~10 нс	Есть, не нормируется	~25 нГн	~5 пФ	0,0051,0 Ом	Большая
Геркон	~5 нс	Есть, не нормируется, более высокочастотный чем у э/м реле	~15 нГн	~0,5 пФ	0,0051,0 Ом	Средняя
Геркон ртутный	~3 нс	Отсутствует	~15 нГн	~0,5 пФ	0,00010,005 Ом	Средняя
Реле твердотельное	~10 мс	Отсутствует	~50 нГн	~10 нФ	Нормируется паде- ние напряжения	Малая



**Рис. 4.** Структурная схема и фото стенда испытаний герконов на устойчивость к токовым перегрузкам: *а) схема подключения; б) фото стенда* 

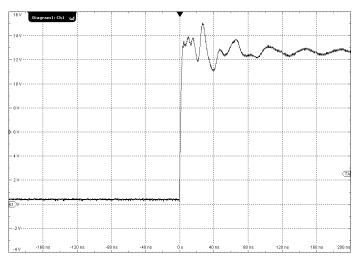


Рис. 5. ПХ геркона не имеющего наработки

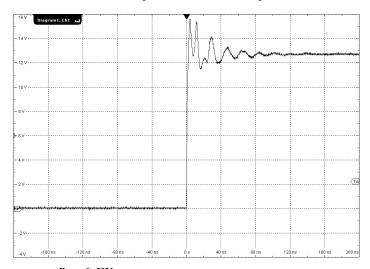


Рис. 6. ПХ геркона после цикла токовых нагрузок

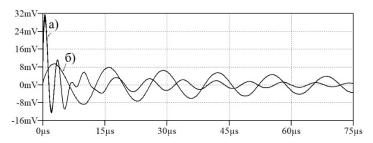
Видно, что фронт нарастания импульса имеет ту же длительность, дребезга не появилось. Колебательный процесс по окончанию фронта нарастания напряжения разный при каждом включении, вследствие зависимости его параметров от механических напряжений в контактах геркона после предыдущего срабатывания.

Так как параметры геркона после цикла токовых перегрузок не изменились, его можно признать годным для использования в качестве коммутирующего элемента при исследованиях СРП.

## Влияние паразитных параметров питающей сети

Изложенные положения относительно генерации СРП справедливы при нулевом импедансе ИП. В реальности же некомпенсированный ИП имеет импеданс, определяемый омическим сопротивлением проводов и их индуктивностью. В случае питания от трансформатора индуктивность определяется геометрическими размерами сердечника и его материалом.

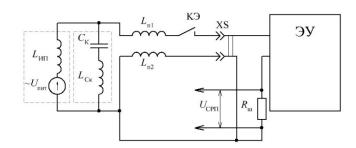
Активное сопротивление и индуктивность некомпенсированного ИП имеют влияние на генерацию СРП. Следствием этого является искажение частотно-временных параметров СРП (рис. 7).



**Рис. 7.** СРП при различных внутренних индуктивностях ИП: а) 0 Гн; б) 10 мкГн

При введении в ИП последовательной индуктивности снизилась частота колебаний, а также на осциллограмме наблюдается убывающий моногармонический сигнал. Это объясняется тем, что частота колебаний контура f, уменьшается ввиду повышения индуктивности. Значения емкостей при этом остаются теми же. Искажение частотных параметров СРП не зависит от фазы напряжения питания в момент коммутации ЭУ.

Предлагаемым путем решения данной проблемы является использование компенсационного конденсатора  $C_{\rm K}$ , включенного между проводниками питания и компенсирующего импеданс ИП  $L_{\rm И\Pi}$  в области высоких частот, вследствие чего некомпенсированный ИП становится компенсированным. Схема такого решения приведена на рисунке 8:



**Рис. 8.** Паразитные составляющие элементов и соединительных цепей при введении компенсационного конденсатора

Конденсатор  $C_{\rm K}$  имеет свою собственную паразитную индуктивность  $L_{\rm CK}$ , поэтому он не может вести себя как высо-

кодобротная емкость во всем частотном диапазоне. С паразитной индуктивностью  $L_{\rm CK}$  суммируются также индуктивности проводников и коммутационного элемента КЭ  $L_{\rm п1}$  и  $L_{\rm п2}$ , идущие от выводов конденсатора  $C_{\rm K}$  до разъема питания XS исследуемого ЭУ. Для расширения полосы частот, в которой  $C_{\rm K}$  имеет емкостной импеданс, необходимо снижение паразитных индуктивностей: следует использовать малоиндуктивные типы конденсаторов, такие как импульсные пленочные и помехоподавляющие проходные, керамические поверхностного монтажа. Размещение конденсатора должно быть как можно ближе к контактам питания ЭУ. Собственная индуктивность конденсаторов лежит в области десятков нГн у импульсных высоковольтных и у электролитических конденсаторов [9-11], единиц нГн у пленочных [12] и единиц-долей нГн у керамических поверхностного монтажа [13].

Конденсатор должен иметь емкость C, которая обеспечивает накопление заряда Q при напряжении на обкладках U. Повышение Q выгодно, так как ток генерации СРП I за время длительности СРП t зависит от Q:

$$C = \frac{dQ}{dU}, I = \frac{dQ}{dt} . {3}$$

Пользуясь (3), можно вычислить емкость компенсационного конденсатора, основываясь на предположительной длительности СРП и токе потребления ЭУ во время его генерации.

Наивысшая спектральная составляющая СРП, передаваемая без искажений, определяется по формуле Томсона как частота f резонанса цепи, состоящей из сосредоточенной емкости конденсатора и его паразитной индуктивности [14]:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},\tag{4}$$

где L – индуктивность (Гн), C – емкость (Ф).

Физический смысл вышесказанного состоит в том, что ниже резонансной частоты, вычисленной по (4), импеданс конденсатора имеет емкостной характер, выше — индуктивный. Повышение импеданса уменьшает максимальный ток, который способен развиться на нагрузке при ее питании от конденсатора, уменьшение тока вызывает уменьшение амплитуды спектральной составляющей СРП.

Использование компенсационного конденсатора нивелирует влияние активного сопротивления сети, так как питание ЭУ в момент включения осуществляется не от ИП, а от конденсатора  $C_{\rm K}$ , влияние будет иметь только его ЭПС и сопротивление подводящих проводов до ЭУ. Регистрация СРП мощного ЭУ возможна без подключения его к мощному компенсированному ИП, достаточно лишь зарядить конденсатор  $C_{\rm K}$  до нужного уровня напряжения, что можно сделать маломощным ИП. Такой ИП легко выполнить гальванически развязанным, например, на основе маломощного сетевого трансформатора, что упрощает процесс регистрации СРП аппаратурой, питающейся от этой же сети.

Данное решение требует включения коммутационного элемента КЭ после конденсатора  $C_{\rm K}$ , что увеличивает длину проводника и его сопротивление от выводов конденсатора до разъема питания XS. Также необходим индивидуальный подбор конденсатора для каждой конкретной схемы. Для повышения резонансной частоты конденсатора выгодно уменьшать его емкость с уменьшением времени, в течение которого

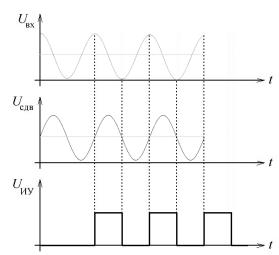
напряжение на обкладках будет оставаться постоянным. Повышение емкости, дает выигрыш в длительности СРП, но ужесточает требования к паразитной индуктивности, и увеличивает ток, потребляемый емкостью  $C_{\rm K}$  от ИП. Из этого вытекает основное ограничение использования компенсированного ИП по данной схеме — невозможность получения СРП в сверхвысокочастотной области [15]. Однако, для исследования устройств с низкими резонансными частотами, в частности электрических машин, пускателей, осветительного оборудования, помехоподавляющих фильтров, трансформаторов рассматриваемый способ пригоден из-за сравнительно высоких значений индуктивностей и емкостей в составе данных изделий, что понижает резонансные частоты.

Для оценки корректности использования компенсирующей емкости целесообразно получить тестовый СРП от эталонного ИП, например, от Рb аккумулятора [16]. Ценность такого СРП состоит в том, что его параметры не будут искажены паразитным импедансом ИП, следовательно, его можно использовать как эталонный для сравнения различных конденсаторов, планируемых для использования в качестве компенсационного.

#### Схема коммутации

В пределах одного периода питающего напряжения синусоидальной формы имеются две точки перегиба, которые являются точками экстремума. Эти точки находятся в углах управления  $\alpha=90^\circ$  и  $\alpha=270^\circ$ . Так как в точках экстремума амплитуда сигнала максимальна, коммутировать ИП к ЭУ следует именно в этот момент.

С технической точки зрения проще реализовать детектирование нуля переменного сигнала, чем его возрастание либо убывание [17]. При помощи дифференциатора сдвигают фазу переменного сигнала на угол  $90^{\circ}$ , а затем при помощи компаратора получают перепады напряжения во время перехода, сдвинутого на  $90^{\circ}$  сигнала через ноль.



**Рис. 9.** Временные диаграммы входного  $U_{\rm BX}$ , сдвинутого по фазе после дифференциатора  $U_{\rm CДB}$  и управляющего напряжений  $U_{\rm MY}$ 

Сигнал  $U_{\rm BX}$  — напряжение питания ЭУ, подаваемое на вход фазосдвигающего узла, где ему придается сдвиг фазы 90°.

Выходной сигнал фазосдвигающего узла  $U_{\rm сдв}$  подается на вход компаратора, который устанавливает высокий уровень импульсов управления, когда  $U_{\rm сдв}>0$  и низкий, когда  $U_{\rm сдв}<0$ . Подавая сигнал  $U_{\rm иу}$  с компаратора на триггер, управляющий силовым исполнительным устройством, которым может выступать механическое реле, твердотельное реле или симистор, становится возможным включение ЭУ в момент времени, соответствующий максимальному  $U_{\rm вx}$ .

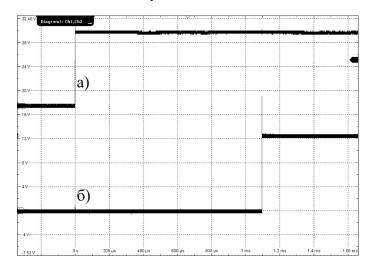
Принципиальная схема коммутации представлена на рисунке 10.

Напряжение сети  $U_{\rm BX}$  поступает на вход изолированного источника питания для низковольтной части схемы и на вход делителя R1R2. На элементах DA1C1R3 собран дифференциатор, на выходе которого сигнал сдвинут по фазе на 90° относительно входного. Диод VD1 пропускает только верхнюю полуволну сигнала. Компаратор DA2 сравнивает входное напряжение с опорным, созданным при помощи делителя R5R6. Так как опорное напряжение мало, компаратор выдает высокий уровень почти сразу после того, как напряжение на неинвертирующем входе начнет повышаться.

Выход DA2 подключен к счетному входу С триггера DD1. Пока переключатели SA1 «Пуск» и SA2 «Стоп» разомкнуты, на выходе Q сохраняется низкий уровень. При замыкании SA1 фронт сигнала на входе C, прошедший пока SA1 замкнута, вызовет переход выхода Q в высокий уровень. В дальнейшем, даже при размыкании SA1, выход останется в том же состоянии. При необходимости отключения нагрузки замыкается переключатель SA2, притягивая вход сброса R триггера к общему проводу, при этом выход Q изменяет свое состояние на низкий уровень.

Выход триггера подключен к интегрирующей цепи R9C2, предназначенной для задержки переключения выхода DA3. Компаратор устанавливает высокий уровень на выходе, открывает ключ VT1, тем самым запуская реле K1. Задержка сигнала на входе компаратора необходима для компенсации

времени задержки между подачей тока на катушку реле и замыканием его контактов, называемое временем срабатывания [18]. В качестве примера на рисунке 11 приведена осциллограмма сигналов управления и напряжения на контактах реле, сделанного на основе геркона МКАР-15101.



**Рис. 11.** Временные диаграммы входа и выхода реле: а) напряжение на катушке реле, б) напряжение на нагрузке реле

Контакты указанного реле замыкаются приблизительно через 1,1 мс после подачи напряжения управления на катушку. При управлении реле это время необходимо учесть, для чего введена интегрирующая цепь, которая снижает скорость нарастания напряжения на входе компаратора DA4, тем самым обеспечивая задержку между появлением высокого уровня на выходах DA2 и DA3, за счет ненулевой постоянной времени RC-цепи на входе DA3.

В случае использования твердотельного коммутатора (симистор или оптореле), время срабатывания которого ничтожно мало, пропадает необходимость в задержке сигнала управления.

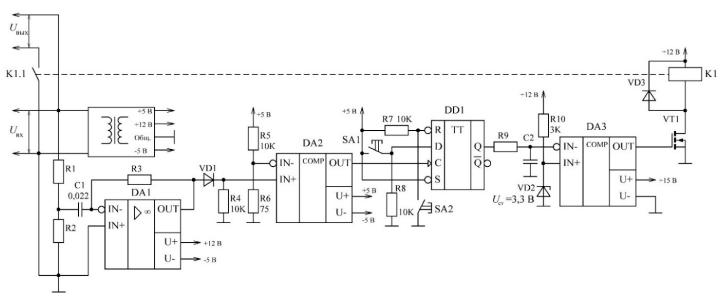
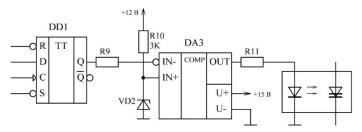


Рис. 10. Принципиальная схема управления коммутацией

Практически это реализуется удалением конденсатора С2. Если ток управления коммутатора мал и может быть обеспечен микросхемой DA3, также удаляется VT1, схема при этом приобретает следующий вид (рис. 12).



**Рис. 12.** Схема управления быстродействующим электронным коммутатором нагрузки: элементы правее DD1 неизменны

К элементам схемы не предъявляется особых требований. В качестве ОУ дифференциатора могут применяться ОУ общего назначения с малым входным током, например К544УД1А, К140УД11, ТL071. Компараторы — любые общего назначения, например К554СА3, К554СА301, К521СА3, LM311. Триггер — K155/555/1533TM2 или 7474.

#### Проведение эксперимента

Для экспериментальной проверки результатов моделирования зависимости амплитуды СРП от угла регулирования было проведено испытание реального сетевого фильтра, по схеме аналогичной рис. 3. Для увеличения рассеиваемой мощности шунт  $R_{\rm m}$  (рис. 13) собран из 10 шт. параллельно соединенных SMD-резисторов 0,01 Ом типоразмера 2512. Применение SMD-резисторов со сравнительно малой импульсной рассеиваемой мощностью обусловлено малой их индуктивностью [19].



Рис. 13. Измерительный шунт 0,001 Ом

Шунт имеет высокочастотный разъем SMA, позволяющий удобно подключать его к измерительному оборудованию. Клеммы под винт предназначены для подключения контрольного вольтметра.

Отличием реального шунта от использованного в симуляционной модели является наличие у него паразитных параметров — последовательной индуктивности и параллельной емкости [20]. Малое активное сопротивление повышает добротность получившейся колебательной системы. Индуктивность шунта, включенная последовательно с емкостями ЭК,

вызовет при появлении напряжения питания паразитную генерацию на частотах порядка сотен мегагерц. Этот эффект иллюстрирует рисунок 14.

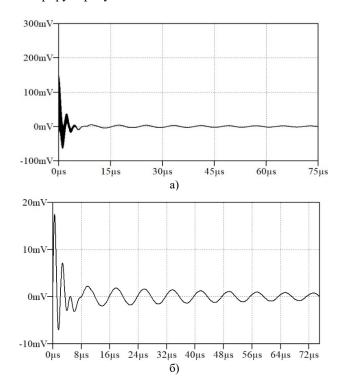


Рис. 14. Моделирование СРП с паразитными параметрами шунта:
 а) емкость 1 пФ, индуктивность 1 нФ;
 б) емкость и индуктивность отсутствуют

Частота ВЧ-колебаний, видимых на рисунке 14,а во время 0...7,5 мкс составляет 122 МГц. Эти колебания входят в СРП и зависят от индуктивности шунта. В рамках данной работы исследуемым ЭУ является синфазный фильтр, колебания, порожденные паразитными параметрами шунта, не представляют интерес для анализа. Поэтому в ходе снятия реальных диаграмм СРП (рис. 17, 18, 20) полоса пропускания осциллографа была ограничена до 2 МГц встроенным цифровым фильтром.

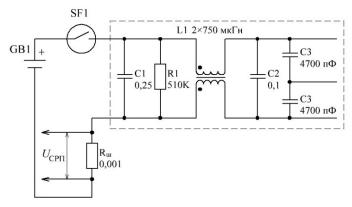
На рисунке 15 представлен исследуемый сетевой фильтр.



Рис. 15. Исследуемый сетевой фильтр

Конденсатор С1 типа МБГЧ-1, С2, С3, С4 по схеме рис. З объединены внутри конденсатора К75-37, предназначенного специально для использования в фильтрующих цепях. Синфазный дроссель L1 намотан проводом  $\emptyset$ 0,8 мм на ферритовом сердечнике К28×16×9 М1500НМ. Контакты фильтра выведены на 6-контактную монтажную планку сбоку.

Первый этап исследований состоял из регистрации СРП фильтра от эталонного ИП при включении его по следующей схеме:



**Рис. 16.** Схема регистрации СРП на постоянном токе *цепь управления SF1 условно не показана* 

В качестве аккумуляторной батареи GB1 использовался свинцовый аккумулятор напряжением 12 В емкостью 7,2 А·ч с внутренним сопротивлением порядка 0,05 Ом. Геркон SF1 типа МКАР15101. Осциллограмма напряжения  $U_{\rm CPII}$  представлена на рисунке 17.

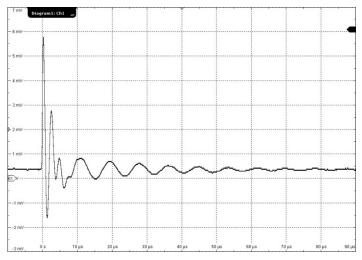
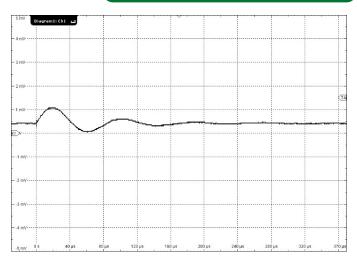


Рис. 17. СРП сетевого фильтра, полученный на постоянном токе

Максимальная амплитуда СРП составляет 5,75 мВ, что соответствует пиковому току потребления в 5,75 А.

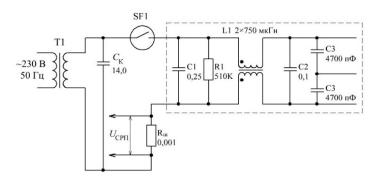
На рисунке 18 представлена осциллограмма СРП, полученного от некомпенсированного ИП на основе трансформатора ТПП230-220-50 мощностью 9 Вт. Пиковое выходное напряжение ИП составляет 13 В, индуктивность — 665 мкГн при замкнутой первичной обмотке и 400 мкГн при разомкнутой. Схема снятия СРП аналогична схеме рисунке 15, за исключением ИП — вместо батареи GB1 используется вторичная обмотка трансформатора, первичная подключена к сети 230 В 50  $\Gamma$ ц.



**Рис. 18.** СРП сетевого фильтра, полученный от некомпенсированного ИП

Аналогично рисунку 7, наблюдается снижение частоты и амплитуды СРП, визуально СРП также становится моногармоническим.

На рисунке 19 представлена схема регистрации СРП на переменном токе от компенсированного ИП.



**Рис. 19.** Схема регистрации СРП от компенсированного ИП *цепь управления SF1 условно не показана* 

Трансформатор Т1 также типа ТПП230-220-50. Конденсатор  $C_{\rm K}$  — полипропиленовый типа K78-17 14 мк $\Phi$ ×250 В. Осциллограмма СРП, зарегистрированного от компенсированного ИП, приведена на рисунке 20.

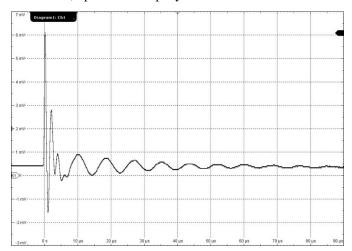


Рис. 20. СРП сетевого фильтра, полученный на переменном токе

СРП по амплитуде и форме аналогичен полученному от эталонного ИП. Различия обусловлены отличающимися паразитными параметрами схемы тестирования СРП, такими как длина проводов, их сопротивление, индуктивность, внутреннее сопротивление источника питания (компенсирующего конденсатора). Обращает на себя внимание и визуальная схожесть СРП, полученных при исследовании реального синфазного фильтра, с диаграммами, полученными в ходе моделирования (рис. 3,6 – рис.3,ж), что говорит о хорошей проработке симуляционной модели, некоторая разница между диаграммами объясняется несоответствием реальных и заданных в модели значений сопротивлений, индуктивностей и емкостей, как сосредоточенных, так и паразитных. При соответствующем измерении или подборе значений в симуляторе реальные и симуляционные осциллограммы будут илентичны.

Следует отметить, что данный метод компенсации доступен не только для ИП переменного тока. Высокий паразитный импеданс ИП постоянного тока (например, в случае длинных проводников от клемм ИП до ЭУ) также может быть скомпенсирован при помощи конденсатора. Ограничения на частотную полосу генерируемого СРП и требования к КЭ при этом остаются теми же.

#### Анализ СРП

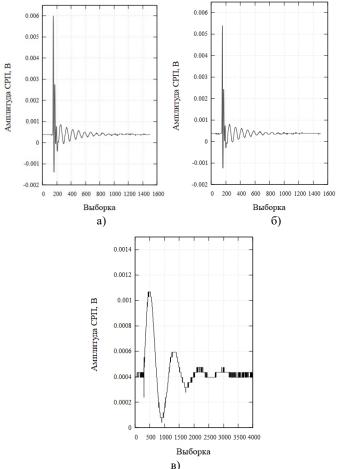
Определение численного значения «схожести» колебательных процессов СРП, полученных разными способами, в том числе моделированием, возможно при помощи частотновременного или корреляционного анализа. Известно [14], что СРП аналитически описывается как суперпозиция колебаний, имеющих определенные частоты, амплитуды, декременты затухания и начальные фазы. При сопоставлении указанных значений выполняется сравнение разных СРП с точки зрения параметров составляющих его колебаний. Получить эти данные можно при помощи частотно-временного анализа, например, вейвлет-преобразования или оконного преобразования Фурье.

В отличие от частотно-временного анализа, позволяющего получить совокупность параметров СРП, корреляционный анализ позволяет определить меру взаимосвязи двух последовательностей, с его помощью можно установить численное значение согласованности поведения кривых СРП.

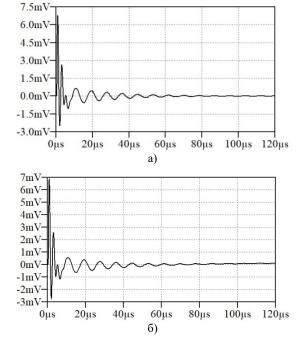
Для проведения корреляционного анализа использовались совокупности мгновенных напряжений  $u_{\rm мгн}$  следующих СРП:

- эталонного ИП постоянного тока  $u_{\text{эт}}$ ;
- омпенсированного ИП  $u_{\text{комп}}$ ;
- некомпенсированного ИП  $u_{6/\text{комп}}$ ;
- эталонного  $u_{{}_{\mathsf{MOД.\ 3T}}}$ , полученного в результате моделирования
- с компенсацией индуктивности  $u_{\text{мод. комп}}$  полученного в результате моделирования.

Примеры осциллограмм исследуемых сигналов приведены на рисунке 21. На рисунке 22 приведены диаграммы СРП, полученных в результате моделирования.



**Рис. 21.** Примеры осциллограмм СРП: а)  $u_{\text{эт}}$ ; б)  $u_{\text{комп}}$ , в)  $u_{\text{б/комп}}$ 



**Рис. 22.** Диаграммы СРП, полученные в результате моделирования: а)  $u_{\text{мод. 9T}}$ ; б)  $u_{\text{мод. комп}}$ 

Моделирование СРП проводилось по схеме рисунке 2. Номиналы экстрагированы из компонентов реального фильтра (рис.15). На рисунке 23 в единой системе координат представлены диаграммы СРП, полученные разными способами.

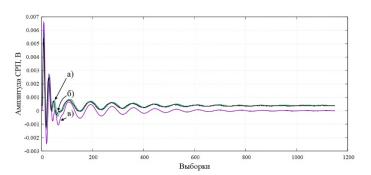


Рис. 23. Различные СРП в единой системе координат а) СРП от эталонного ИП (зеленый график); б) СРП от компенсированного ИП (черный график); в) смоделированный СРП (фиолетовый график)

Определение коэффициента корреляции r проводится путем теста корреляции Пирсона [21]. В расчетах коэффициента r использовались выборки значений СРП, полученных от эталонного ИП (рис. 21,а) и компенсированного ИП (рис. 21,б).

$$r = \frac{n\sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{\sqrt{n\sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \sqrt{n\sum y_i^2 - (\sum y_i)^2}},$$
 (5)

где n – количество значений в выборке,  $x_i, y_i$  – значение i-той выборки.

Коэффициенты корреляции для СРП, вычисленные по (5), для выборок мгновенных значений напряжений СРП, полученных различными способами, приведены в таблице 2.

		Номер СРП, полученного от эталонного						
		ИΠ						
		1	2	3	4	5		
Номер СРП, по-	1	0,96	0,95	0,95	0,97	0.97		
лученного от	2	0,93	0,94	0,92	0,96	0.96		
компенсирован-	3	0,94	0,95	0,92	0,96	0.96		
ного ИП	4	0,92	0,92	0,94	0,94	0.93		
	5	0,95	0,94	0,97	0,96	0.96		
Эталонный СРП (мо-		0.88	0,85	0,93	0,87	0,87		
делирование)								
СРП от компенси	0.88	0,84	0,93	0,87	0,87			
ванного ИП (модели-								
рование)								

Минимальное значение коэффициента корреляции между зарегистрированными СРП, вычисленного по формуле (5) составляет 0,92, что по шкале Чеддока говорит об очень сильной взаимосвязи исследуемых совокупностей [22]. Для смоделированных СРП коэффициент корреляции не опускается ниже 0,85, что также входит в рамки сильной взаимосвязи. Согласованность изменений значений выборок описывается

коэффициентом детерминации  $r^2$ , равному квадрату коэффициента корреляции. В данном случае  $r^2$  в наихудшем случае равен  $(r_{min})^2 = 0.92^2 = 0.846$ , то есть поведение двух зарегистрированных последовательностей согласовано в худшем среди рассматриваемых случае на 84.6%.

Также проведен расчет коэффициента корреляции между выборками значений СРП, полученными от эталонного ИП (рис. 21,а) и значениями СРП, полученными от некомпенсированного ИП (рис.21,в). Коэффициент корреляции составил 0,15...0,02, что говорит об отсутствии взаимосвязи между рассматриваемыми последовательностями. Такие же значения были получены для смоделированного СРП от некомпенсированного источника.

Полученные высокие коэффициенты корреляции и детерминации свидетельствуют об эффективности предложенного метода компенсации реактивности ИП.

#### Заключение

Для исследования СРП по цепи питания переменного тока проанализированы физические основы генерации СРП и проведен поиск возможных научно-технических решений для его регистрации. В результате моделирования получен наилучший угол управления с точки зрения амплитуды СРП, составляющий 90°. Проведен анализ вариантов и исследование коммутирующего элемента – ртутного геркона, показавший время замыкания контактов 3 нс и устойчивость к токовым перегрузкам, что важно с точки зрения генерации СРП. Разработана схема компенсации задержки между подачей питания на обмотку герконового реле и замыканием его контактов для включения его в момент максимального входного напряжения.

При помощи схемотехнического моделирования и корреляционного анализа показано, что СРП, сгенерированные при питании ЭУ от эталонного и компенсированного ИП, идентичны. Впервые выявлено негативное влияние паразитной индуктивности ИП на параметры СРП, предложено использование компенсирующего конденсатора для нивелирования влияния индуктивности в частотном диапазоне вплоть до частоты собственного резонанса компенсирующего элемента. Показано, что использование компенсирующего конденсатора увеличивает коэффициент корреляции между выборками мгновенных значений напряжений СРП до 0,92...0,97.

Исследование имеет практический смысл с точки зрения технической диагностики ЭУ, работающих от ИП с существенными паразитными параметрами, так как представленное научно-техническое решение нивелирует искажения генерируемого СРП.

Для расширения области применения описанного метода получения СРП ведется поиск иного коммутирующего элемента, который, обладая достоинствами ртутного геркона, не будет содержать опасных веществ.

Использование представленных методов компенсации паразитных параметров при контактной регистрации СРП по питанию электронных средств открывает новые возможности в технической диагностике, развивая радиоволновые методы определения технического состояния электронной аппаратуры.

#### Литература

- 1. Громок В.Л., Крюков Ю.А., Крюкова О.В., Шевчук И.И. Переходные процессы в линейных электрических цепях, нелинейные электрические цепи: учебное пособие. Дубна: Государственный университет «Дубна», 2021. 98 с. ISBN 978-5-89847-616-8.
- 2. *Бойков К.А.* Радиосенсорная идентификация и аутентификация радиоэлектронных устройств // Т-Соmm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №5. С. 15-20.
- 3. Бойков К.А., Костин М.С., Куликов Г.В. Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутрисхемной и периферийной архитектуры микропроцессорных устройств // Российский технологический журнал. 2021. № 9. С. 20-27. DOI: https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-4-20-27
- 4. *Бойков К.А.* Определение параметров электронных устройств методом пассивной радиосенсорной технической диагностики // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, 2021. Т. 24. № 6. С. 63-70. https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-6-63-70.
- 5. Шамин А.Е., Бойков К.А. Моделирование и идентификация сигнального радиопрофиля радиоэлектронных устройств // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 25-й Всероссийской молодежной научной конференции, Ульяновск, 25-27 октября 2022 года. Ульяновск: Ульяновский государственный технический университет, 2022. С. 203-204.
- 6. Шихов С. Как снизить паразитные емкости в сборках печатных плат. // Компоненты и технологии. 2023. № 8. С. 56-59.
- 7. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУ-СУР, 2022, том 25. № 1. С. 37-47.
- 8. *Богатин* Э. Выбор входного импеданса осциллографа: 50 Ом или 1 МОм? // Компоненты и технологии. 2021. № 1. С. 106-107.
- 9. *Петропавловский Ю*. Современные конденсаторы корпорации TDK-EPC // Компоненты и технологии. 2013. № 2. С. 10-13.
- 10. Колпаков A. Расчет конденсаторов шины питания мощных преобразовательных устройств // Компоненты и технологии. 2004. № 2. С. 18-24.

- 11. *Быстрицкий В.М., Месяц Г.А.* Мощные импульсные источники ионов // Физика элементарных частиц и атомного ядра. 1991. т.2. Вып. 5. С. 1171-1198.
- 12. *Юшков А*. Конденсаторы для силовой электроники фирмы Electronicon // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. №3. 2007. *С* 34-38
- 13. *Иванов Р*. Керамические чип-конденсаторы Yageo как альтернатива танталовым // Электронные компоненты. № 6. 2012. С. 54-58.
- 14. *Изюмов Н.М., Линде Д.П.* Основы радиотехники. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1983. 376 с.
- 15. *Бойков К.А.* Моделирование и анализ колебательного перераспределения энергии при собственных электромагнитных излучениях в ключевых радиоэлектронных схемах на МОП-транзисторах. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. №6. DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.14
- 16. Добрего К.В., Бладыко Ю.В. Моделирование аккумуляторных батарей и их сборок с учетом деградации параметров // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. Т. 64, № 1 (2021). С. 27-39.
- 17.  $\Phi$ олкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 572 с.
- 18. *Игловский И.Г., Владимиров Г.В.* Справочник по слаботочным электрическим реле. 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. 584 с.
- 19. Горбачев В., Кочемасов В. Резисторы. Основные типы и характеристики. Часть 3 // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. № 7. 20 . С.130-142.
- 20. Векслер М.С., Теплинский А.М. Шунты переменного тока. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. 120 с.
- 21. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 816 с.
- 22. Баврина А.П., Борисов И.Б. Современные правила применения корреляционного анализа // Медицинский альманах. № 3 (68). 2021. С. 70-79.

# CONTACT REGISTRATION OF THE SIGNAL RADIO PROFILE OF AN ELECTRONIC DEVICE POWERED BY AN AC NETWORK

Mikhail Yu. Nikolshin, MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia, nikolshin@mirea.ru

Konstantin A. Boikov, MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia, bojkov\_k@mirea.ru

#### **Abstract**

The article deals with the problem of registering the signal radio profile of an electronic device when powered from an alternating voltage source with a high parasitic impedance. A method for recording a signal radio profile is proposed by examining the voltage drop on a low-resistance shunt connected in series to the power supply circuit of the electronic device under study. As a result of the simulation, the best switching time for the power supply of an electronic device was obtained. Compensations for the internal inductance of the power supply have been developed, which increases the correlation relationship of signal radio profiles obtained at various internal inductances. The scope of the inductance compensation method, its advantages and limitations are indicated. A parametric comparison of the switching elements connecting the power supply to the electronic device under study has been carried out. A method for switching on a relay with compensation for the contact group switching delay time is proposed, and the switching delay time for a relay based on a mercury reed switch is given. To verify the parameters of the signal radio profile obtained from various power sources, an experiment was conducted that showed the correctness of the simulation and the operability of the method of compensation for the inductance of the power supply. Based on the values of the instantaneous voltages of the signal radio profiles obtained as a result of the experiment, their correlation analysis was carried out. For the first time, high values of the correlation coefficient between signal radio profiles from a reference DC power supply and from an AC power supply with internal impedance compensation were obtained. Conclusions are drawn about the possibility of using a low-resistance shunt in the power supply circuit to obtain a signal radio profile, and about the correctness of the proposed method of compensation for the internal inductance of the power supply. The result of the study can be used in the field of technical diagnostics of electronic devices operating from both AC and DC networks with high parasitic impedance.

Keywords: signal radio profile, ultrashort pulse, technical diagnostics, radiowave diagnostics, transient response.

#### References

- I. V.L. Gromok, Yu.A. Kryukov, O.V. Kryukova, I.I. Shevchuk, "Transients in linear electrical circuits, nonlinear electrical circuits," a text-book. State University "Dubna", 2021, 98 p. ISBN 978-5-89847-616-8.
- 2. K.A. Boikov, "Radiosensor identification and authentication of radio-electronic devices," T-Comm, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 15-20.
- 3. Boikov K.A., Kostin M.S., Kulikov G.V., "Radio sensor diagnostics of signal integrity of in-circuit and peripheral architecture of microprocessor devices," *Russian Technologial Journal*, 2021, no. 9, pp. 20-27.
- 4. Boikov K.A., "Determination of parameters of electronic devices by the method of passive radio sensor technical diagnostics. News of higher educational institutions of Russia," *Radioelectronics*, 2021, no. 6, vol. 24, pp. 63-70.
- 5. A.E. Shamin, K.A. Boikov, "Modeling and identification of the signal radio profile of radioelectronic devices," *Actual problems of physical and functional electronics: materials of the 25th All-Russian Youth Scientific Conference*, Ulyanovsk, 25-27 October 2022, pp. 203-204.
- 6. S. Shikhov, "How to reduce parasitic capacitances in PCB assemblies," Components and Technologies, 2023, no.8, pp. 56-59.
- 7. V.P. Kosteletskiy, "Overview of hybrid filters for protection of electronic devices from conductive interference," *TUSUR Reports*, 2022, vol. 25, no.1, pp. 37-47.
- 8. E. Bogatin, "Choosing the input impedance of the oscilloscope: 50 ohms or 1 MOhm?" *Components and Technologies*, 2021, no.1, pp. 106-107.
- 9. Yu. Petropavlovskiy, "Modern capacitors of TDK-EPC corporation," Components and Technologies, 2013, no. 2, pp. 10-13.
- 10. A. Kolpakov, "Calculation of capacitors of the power supply bus of high-power converter devices," *Components and Technologies*, 2004, no. 2, pp. 18-24.
- 11. V.M. Bystritskiy, G.A. Mesyats, "Powerful pulsed ion sources," *Physics of elementary particles and atomic nucleus*, 1991, vol. 2, no.5, pp.1171-1198.
- 12. A. Yushkov, "Capacitors for power electronics from Electronicon company," *Electronics: Science, Technology, Business.* 2007, no. 3, pp. 34-38.
- 13. R. Ivanov, "Yageo ceramic chip capacitors as an alternative to tantalum," Electronic components, 2012, no. 6, pp. 54-58.
- 14. N.M.Izumov, D.P. Linde, "Radiotechnics basics," 4th publ., revised and expanded. Moscow: Radio I Svyaz, 1983. 376 p.
- 15. K.A. Boikov, "Modeling and analysis of vibrational energy redistribution under intrinsic electromagnetic radiation in key radioelectronic circuits on MOSFETs," *Radioelectronics Journal* (electronic journal). 2021, no. 6. DOI https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.14 16. K.V. Dobrego, Yu.V. Bladyko, "Modeling of batteries and their assemblies, taking into account the degradation of parameters," *Energetics. News of higher educational institutions and energy associations of the CIS*, 2021, no.1, pp. 27-39.
- 17. L. Faulkenberry, "An introduction to operational amplifiers with linear IC applications," Moscow: Mir, 1985. 572 p.
- 18. I.G. Iglovskiy, G.V. Vladimirov, "Handbook of low-current electrical relays," 2nd edition. Leningrad: Energoatomizdat, Leningrad department, 1984. 584 p.
- 19. V. Gorbachev, V. Kochemasov, "Resistors. Main types and specifications," Part 3. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2022, no. 7, pp. 130-142.
- 20. M.S. Veksler, A.M. Teplinskiy, "Alternate current shunts," Leningrad: Energoatomizdat, Leningrad department, 1987. 120 p.
- 21. A.I. Kobzar, "Applied mathematical statistics. For engineers and researchers," Moscow: FIZMATLIT, 2006. 816 p.
- 22. A.P. Bavrina, I.B. Borisov, "Modern rules of the application of correlation analysis," Medical Almanac, 2021, no. 3, pp. 70-79.

#### Information about author:

**Mikhail Yu. Nikolshin,** Postgraduate student of Department of Radio Wave Processes and Technologies of the Institute of Radioelectronics and Informatics of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "MIREA - Russian Technological University", Moscow, Russia. ORCID 0009-0004-5353-7781

**Konstantin A. Boikov,** Doctor of technical sciences, Associate Professor of the Department of Radio Wave Processes and Technologies of the Institute of Radioelectronics and Informatics of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "MIREA - Russian Technological University", Moscow, Russia. ORCID 0000-0003-0213-7337

T-Comm Vol.18. #8-2024