

Особенности проектирования отрицательной обратной связи и силового сглаживающего фильтра DC/DC преобразователя с импульсными нагрузками для приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток РЛС

В.Ф. Дмитриков¹, А.Ю. Петроченко², А.А. Розанов¹

¹ Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича
193232, Россия, г. Санкт-Петербург,
пр. Большевиков, 22, к. 1

² АО «Концерн «НПО «Аврора»
194021, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Карбышева, 15

Аннотация – Показано принципиальное отличие преобразователя напряжения источника вторичного электропитания для приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток с импульсной нагрузкой и переменной скважностью импульсов от традиционных преобразователей напряжения, постоянно потребляющих мощность от первичной сети. Методы улучшения качества переходных процессов в преобразователе напряжения с постоянным потреблением мощности при пуске путем плавного запуска неприменимы для улучшения качества переходных процессов в периодических импульсах тока, вызванных импульсной нагрузкой. Поскольку любые пульсации, шумы, нестабильности по питанию приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток, работающих в линейном режиме, приводят к паразитной амплитудной модуляции излучаемого сигнала и к ухудшению качества селекции и сопровождения цели, то к качеству напряжения питания приемопередающих модулей предъявляются очень жесткие требования (пульсации напряжения $k_n \leq 0,5\%$, величина перерегулирования выходного напряжения $\sigma_U \leq 2\%$ и т. д.). В статье показано, что такое качество выходного напряжения при импульсной нагрузке приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток может быть получено при использовании преобразователя напряжения понижающего типа с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя, с накопительным конденсатором и с силовым сглаживающим фильтром с характеристиками Чебышева и Баттерворта. В работе исследовалось влияние глубины отрицательной обратной связи по выходному напряжению и току дросселя сглаживающего фильтра, величины емкости накопительного конденсатора, типа и параметров сглаживающего фильтра и даны рекомендации выбора их оптимальных значений, при которых обеспечивается требуемое качество напряжения питания для приемопередающих модулей активных фазированных антенных решеток РЛС с учетом минимизации их габаритов.

Ключевые слова – приемопередающий модуль, активная фазированная антенная решетка, источники питания с импульсной нагрузкой, качество выходного напряжения, отрицательная обратная связь.

Введение

В настоящее время разработчики радиолокационных станций проявляют повышенный интерес к радиолокационным комплексам на основе активных фазированных антенных решеток (АФАР), которые, по сравнению с пассивными решетками, имеют существенные преимущества. Данная тенденция связана прежде всего с развитием твердотельной СВЧ-техники, а также появлением малогабаритных приемопередающих модулей (ППМ), которые размещаются непосредственно на полотне антенны. Электропитание таких модулей может осуществляться различными способами, однако для любой системы электропитания должны соблюдаться следующие требования:

1) Минимальная масса системы (особенно ее части, размещаемой на полотне антенны);

2) Максимальная надежность;

3) Максимальный КПД.

Построение эффективной системы электропитания заключается еще и в выборе типа, числа, места расположения вторичных источников питания, а также способа их соединения. При этом необходимо учитывать, что ППМ в основном имеет импульсный характер тока потребления, из-за чего необходимо включение в систему питания накопителей энергии.

Приемопередающие модули АФАР в зависимости от диапазона рабочих частот и выходной мощности передатчика обычно требуют одно напряжение в пределах от 10 до 50 В по наиболее мощному (основному) каналу. Также для работы ППМ обычно требуются несколько вспомогательных напряжений с существенно меньшими мощностями.

Говоря о построении системы питания, нужно отметить, что любая такая система строится по одной из трех схем:

- 1) Полностью централизованная система, в которой все потребители питаются от одного или нескольких мощных источников;
- 2) Полностью децентрализованная система, в которой каждый потребитель имеет свой источник;
- 3) Частично децентрализованная система, в которой имеются как мощные источники питания, так и маломощные, от которых питаются отдельные потребители.

При этом выбор одной из перечисленных схем также зависит от различных факторов:

- 1) типа носителя (космическое базирование, самолетное базирование и т. д.);
- 2) формы и геометрических размеров полотна антенны;
- 3) принципа расположения и числа ППМ на полотне АФАР;
- 4) номиналов питающих напряжений и токов потребления ППМ;
- 5) напряжения и рода тока первичной питающей сети.

Исходя из всех особенностей построения систем питания АФАР, можно сделать вывод, что выбор одной оптимальной схемы для всех вариантов АФАР в общем виде представляет собой почти неразрешимую задачу.

Напряжение питания для ППМ также имеет свои высокие требования [1]:

- 1) Нестабильность не более $\pm 2\%$ при всех условиях эксплуатации;
- 2) Пульсации на частоте преобразования не более $0,5\%$;
- 3) Ток нагрузки имеет импульсный характер;
- 4) Максимальная длительность импульса $t_{\text{и}} = 1$ мс;
- 5) Скол выходного напряжения к концу импульса – не более 1% .

1. Система питания АФАР

В настоящее время большое применение находит матричная система распределенного электропитания (МСРЭП) [2]. Это такая система, в которой совокупность идентичных ИВЭП распределена на плоскости в виде условной матрицы и находятся они в точках пересечения строк и столбцов.

Но что именно представляет собой АФАР? Активная фазированная антенная решетка – это полотно приемо-передающих модулей, которые образуют собой матрицу произвольной формы,

строки и столбцы которой находятся в плоскости, перпендикулярной направлению условного электронного луча. Суть АФАР состоит в том, что при передаче и приеме сигнала производится сканирование области, не прибегая при этом к механическому перемещению радара, а используя фазированное управление луча каждого ППМ. При этом из-за зависимости разрешающей способности таких радаров от высокочастотных сигналов, а также ограничения шага решетки половиной длины излучаемой и принимаемой волны, размерность которых миллиметры, существует ограничение на линейные размеры ППМ вдоль полотна решетки антенны АФАР.

Стоит отметить, что основная особенность АФАР – это крайне высокая надежность решетки вместе с расположенными на ней ППМ при выходе из строя нескольких ППМ, хотя выход из строя большого числа модулей так или иначе будет критичен.

Еще одной особенностью АФАР можно считать импульсное потребление решетки, когда мощность потребления может меняться на несколько порядков от ватт до киловатт, при этом еще и в очень коротком промежутке времени (от единиц микросекунд).

Исходя из вышесказанного, можно сформулировать требования, предъявляемые к МСРЭП АФАР [2]:

- 1) Геометрические размеры модуля ИВЭП должны иметь величины не более половины длины волны АФАР;
- 2) На выходе каждого модуля ИВЭП должна стоять накопительная емкость для питания передатчика в моменты его включения;
- 3) МСРЭП должна состоять из модулей ИВЭП, размещенных в максимальной степени внутри или в непосредственной близости с ППМ – без этого надежность АФАР может быть нарушена.

Наибольший КПД модуль ИВЭП будет иметь в двух случаях. В первом случае, когда выходное напряжение будет составлять диапазон от 10 до 15 В, что потребует использования синхронных высокочастотных выпрямителей. При этом в модуле предполагается наличие цепей с большими токами. Во втором случае выходное напряжение будет составлять диапазон от 27 до 60 В, что позволит упростить конструкцию, не применяя синхронные выпрямители, и при этом также использовать цепи с небольшими токами.

Все остальные нагрузки для ИВЭП имеют значительно меньшее значение (примерно не более 20%).

Для их электропитания понадобятся дополнительные напряжения малых номиналов (+5 В, +2,5 В, -5 В).

Стоит особо отметить, что для приемопередающей аппаратуры АФАР критичным является качество напряжения ее питания как на приеме, так и на передаче. Любые пульсации, шумы, нестабильности по питанию на линейном участке усиления работы ППМ приводят к амплитудной модуляции сигнала, ухудшению селекции и срыву цели.

2. Работа ИВЭП на импульсную нагрузку

Главной особенностью источников вторичного электропитания ППМ АФАР, размещенных вместе с ППМ и излучателями АФАР на полотне антенной решетки с очень высокими массогабаритными показателями (~ 10 кВт/дм³), высокой стабильностью выходного напряжения (отклонение не более 2 %) при наличии различных возмущающих факторов, является импульсная нагрузка, изменяющаяся от 0 до 100 %. Длительность одного импульса 1 мс, скважность импульса переменная. Особенность такого режима работы от обычных ИВЭП, непрерывно потребляющих энергию от первичного источника, заключается в переходных процессах, происходящих не только во время включения или выключения источников, но и в начале и конце каждого импульса.

Обычно снижение перенапряжений и токов при включении источника питания (ИП) с непрерывным потреблением энергии от первичного источника осуществляется с помощью использования устройств плавного запуска. Однако они не позволяют избавиться от перенапряжений при импульсной нагрузке в АФАР. В таком случае улучшение качества переходных процессов в начале и в конце импульса нагрузки, которое обеспечивает требования технического задания к качеству выходного напряжения, следует осуществлять путем выбора оптимальных параметров силового СФ, накопительного конденсатора, структуры и параметров устройства отрицательной обратной связи: одноконтурной или многоконтурной; линейной или нелинейной; по току или напряжению [4; 5].

В статье [4] авторами показано, что использование ПН с одноконтурной ООС по выходному напряжению без звеньев коррекции и со звеньями коррекции, с однозвенным силовым СФ и с накопительным конденсатором не обеспечивает тре-

буемые характеристики: стабильность выходного напряжения при действии дестабилизирующих факторов более 40 дБ, запас устойчивости по фазе более 45°, частоту единичного петлевого усиления более 20 кГц, максимальное перерегулирование напряжения на нагрузке и тока в дросселе силового СФ ПН во время переходного процесса не более 2 % для выходного напряжения и 10 % для тока в дросселе, а также минимальное время переходного процесса. Показано, что использование ПН с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя с определенной глубиной петлевого усиления ООС контура по выходному напряжению, с накопительным конденсатором и силовым сглаживающим фильтром ПН, рассчитанным на импульсную нагрузку, позволяет обеспечить требуемые параметры преобразователя [4].

3. Исследования частотных и временных характеристик ПН с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя при работе на импульсную резистивную нагрузку

Как показано авторами в [4], наиболее эффективно показала себя схема преобразователя напряжения понижающего типа с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя, с накопительным конденсатором и СФ с характеристиками Чебышева или Баттерворта. Проведем исследование характеристик ПН при изменении его параметров, таких как глубина обратной связи по току дросселя и выходному напряжению, типа и параметров СФ, эквивалентных резистивных потерь в конденсаторе и дросселе силового сглаживающего фильтра R_L и R_C , а также при изменении номиналов емкости накопительного конденсатора. При этом ПН будет работать на импульсную резистивную нагрузку, какой являются приемопередающие модули и излучатель АФАР. Цель данной работы заключается в исследовании влияния перечисленных параметров на качественные характеристики выходного напряжения ПН, выбора оптимальных значений емкости накопительного конденсатора, типа и параметров СФ и параметров цепей ООС для ИВЭП, обеспечивающих требуемое качество выходного напряжения для ППМ АФАР РЛС с учетом различных приложений.

Исследования проводились для схем силового фильтра с характеристиками Чебышева и Бат-

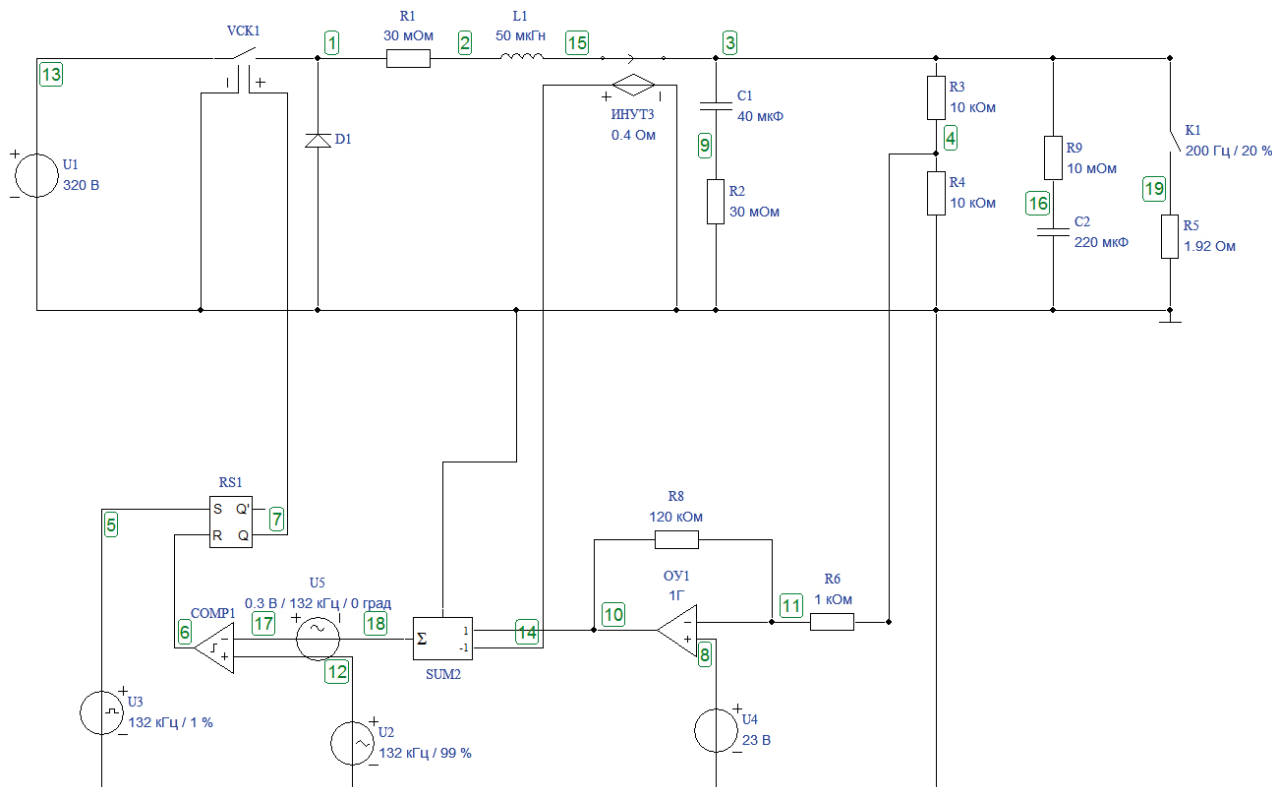


Рис. 1. Модель DC/DC преобразователя с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя
 Fig. 1. Model of a DC/DC converter with a double-circuit feedback on the output voltage and current of the choke

терворта. Фильтр Чебышева имеет равноволновые характеристики АЧХ в полосе пропускания, фильтр Баттерворта – максимально плоскую АЧХ. Оба фильтра обеспечивают равное ослабление на тактовой частоте преобразования энергии $f_T = 132$ кГц 60 дБ.

4. Влияние глубины ООС по току дросселя на частотные и временные характеристики ПН

Рассмотрим импульсный ПН понижающего типа с двухконтурной ООС по току дросселя и выходному напряжению с однозвенным силовым сглаживающим LC-фильтром, работающим на резистивную импульсную нагрузку.

На рис. 1 представлена модель преобразователя с фильтром Чебышева. Будем изменять глубину обратной связи по току дросселя (ИНУТЗ на рис. 1) $K_I = 0, 2, 0, 4, 1, 2, 4$ при эквивалентных резистивных потерях в дросселе и конденсаторе СФ $R_L, R_C = 30$ мОм, коэффициенте усиления операционного усилителя (ОУ) сигнала ошибки выходного напряжения $K_U = 120$, емкости накопительного конденсатора $C_{\text{накоп}} = 220$ мкФ, частоте коммутации $f_T = 132$ кГц, входном напряжении $U_{\text{вх}} = 320$ В, выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 48$ В,

сопротивлении нагрузки $R_H = 1,92$ Ом. Фильтр Чебышева с параметрами $L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ. Фильтр Баттерворта с параметрами $L_1 = 130$ мкГн, $C_1 = 18$ мкФ.

Методика расчета силового СФ, обеспечивающего требуемый коэффициент пульсации выходного напряжения с тактовой частотой переключения транзисторов и минимальные массогабаритные характеристики для ПН, непрерывно потребляющего энергию из первичной сети, приведена в [3; 5; 7]. Однако при проектировании преобразователя напряжения (ПН) с ООС, являющегося дискретно-нелинейным замкнутым устройством, сложность анализа которого общеизвестна, расчет СФ усложняется, в связи с тем что от его структуры и параметров зависит петлевое усиление ООС. Поэтому СФ определяет не только коэффициент пульсаций выходного напряжения, но и стабильность выходного напряжения, качество переходных процессов при импульсной нагрузке, устойчивость работы ИП.

Методику проектирования и расчета СФ, устройства ООС-преобразователя напряжения и емкости накопительного конденсатора рассмотрим на примере ПН понижающего типа, выполненного по однотактной схеме без гальванической развязки с однозвенным LC-силовым сглаживающим фильтром (рис. 1).

Таблица 1. Влияние глубины обратной связи по току дросселя на частотные и временные характеристики ПН
Table 1. Influence of the depth of the choke current feedback on the frequency and time characteristics of the PN

Фильтр	K_I	$K_{ст}$, дБ	$f_{к0}$, кГц	$\Delta\varphi$	$U_{вых}$, В	σ_U , %	I , А	σ_I , %	$\tau_{пр}$, мс
Чебышев	0,2	44	21	42	47,5	1,8	27,8	18,7	0
	0,4	43	26	45	47	2	27,5	5,4	0
	1	40	32	69	45,4	5,7	26,4	0	0,02
	2	36,6	40	70	43	11,7	25	0	0,07
Баттерворт	4	33	44	74	39	23	22,6	0	0,2
	0,2	45,5	13,5	31	47,6	6,1	26	33,8	0,015
	0,4	45	15	45	47	6,3	25,6	18	0,015
	1	43,5	20	70	45,6	6,3	25	0	0,02
	2	41,6	28	75	43,4	10,5	23,7	0	0,06
	4	39	36	76	39,4	22	21	0	0,17

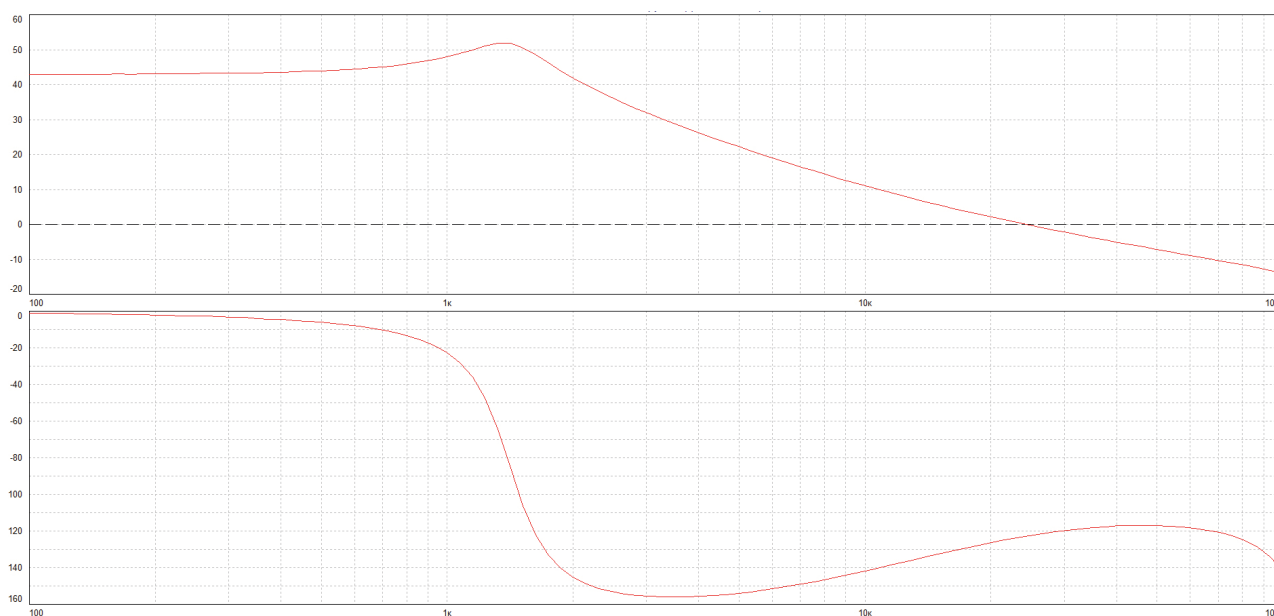


Рис. 2. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики петлевого усиления ООС DC/DC преобразователя с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя

Fig. 2. Amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the feedback loop amplification of a DC/DC converter with a double-circuit feedback according to the output voltage and current of the choke

Динамические характеристики ПН, частотная передаточная характеристика петлевого усиления ООС, по которой рассчитывались коэффициент стабилизации выходного напряжения, устойчивость работы ПН, запасы устойчивости по амплитуде и фазе петлевого усиления ООС, частота единичного петлевого усиления рассчитывались с использованием компьютерной модели (рис. 1), аналитических выражений, полученных авторами в [3-5], и вычислительной программы FASTMEAN [6].

В таблице 1 и на рис. 2 отражены результаты расчета амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) комплексной передаточной ха-

рактеристики петлевого усиления ООС для математической модели ПН.

В таблице 1 приведены следующие параметры ПН с однозвенным LC-силовым сглаживающим фильтром Чебышева и Баттерворта с двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя: K_I – глубина ООС петлевого усиления по току дросселя, $K_{ст}$ – коэффициент стабилизации выходного напряжения $K_{ст} = |H(j\omega)|_{j\omega=0} = |H(0)|$, дБ, где $H(j\omega)$ – комплексная передаточная функция петлевого усиления ООС; $f_{к0}$ – частота единичного петлевого усиления цепи ООС, кГц; $\Delta\varphi$ – запас устойчивости по фазе при частоте единичного петлевого усиления;

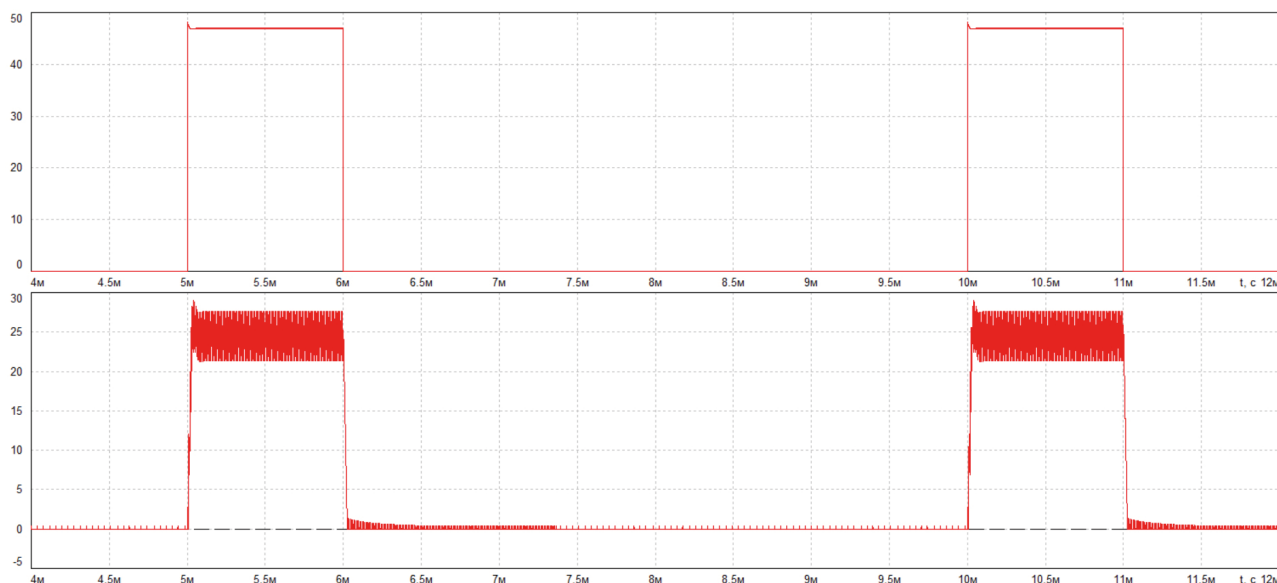


Рис. 3. Временные характеристики для схемы ПН с двухконтурной ООС с фильтром Чебышева
 Fig. 3. Time characteristics for a PN circuit with a double-circuit OOS with a Chebyshev filter

$U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение, В; σ_U , σ_I – максимальная величина превышения выходного напряжения и тока дросселя во время переходного процесса стационарного значения (%); I – максимальное значение тока в дросселе, А; $\tau_{\text{пр}}$ – длительность переходного процесса, мс.

Из таблицы 1 видно, что с ростом глубины обратной связи по току K_I уменьшается перерегулирование по току σ_I , увеличивается частота единичного петлевого усиления $f_{к0}$, запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi$, но увеличивается перерегулирование по напряжению σ_U ; уменьшаются коэффициент стабилизации выходного напряжения $K_{\text{ст}}$ и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ и увеличивается длительность переходного процесса. При рассмотренных параметрах: коэффициенте усиления операционного усилителя сигнала ошибки по выходному напряжению $K_U = 120$, току дросселя $K_I = 0,4$ и величине емкости накопительного конденсатора $C_{\text{накоп}} = 220$ мкФ – обеспечивается требуемое качество выходного напряжения ППМ АФАР РЛС ($\sigma_U = 2$ %, $\sigma_I = 5,4$ %) при использовании СФ с характеристиками Чебышева ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ). К сожалению, требуемое качество напряжения питания для ППМ АФАР РЛС ($\sigma_U \leq 2$ %, $\sigma_I \leq 10$ %) при использовании ПН с силовым сглаживающим фильтром с характеристиками Баттерворта (имеющим в 2,5 раза меньший ток через конденсатор, а следовательно, в 6 раз меньшую мощность потерь в конденсаторе СФ и гораздо большую надежность) не выполняется. Следует отметить, что конденсатор является наименее надежным элементом в современных

транзисторных импульсных источниках питания. По этому показателю ПН с СФ с характеристиками Чебышева существенно уступает ПН с СФ с характеристиками Баттерворта, но он реализует показатели качества напряжения питания, требуемого для ППМ АФАР РЛС, а ПН с СФ с характеристиками Баттерворта – нет.

На рис. 3 и 4 приведены временные характеристики: напряжение на нагрузке (ППМ), ток через дроссель СФ Чебышева и Баттерворта при $K_U = 120$ и $K_I = 0,4$. Из рисунков видно, что ПН с СФ с характеристиками Баттерворта имеет перерегулирование по выходному напряжению $\sigma_U = 6,3$ %, т. е. не выполняет требования по качеству выходного напряжения для ППМ АФАР РЛС ($\sigma_U \leq 2$ %).

5. Влияние глубины ООС по выходному напряжению на частотные и временные характеристики ПН

Рассмотрим влияние глубины обратной связи по напряжению (R_g на рис. 1) $K_U = 12, 25, 80, 120, 200$ при эквивалентных резистивных потерях R_L , $R_C = 30$ мОм, коэффициенте усиления по току дросселя $K_I = 0,4$, емкости накопительного конденсатора $C_{\text{накоп}} = 220$ мкФ, частоте коммутации $f_T = 132$ кГц, входном напряжении $U_{\text{вх}} = 320$ В, выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 48$ В, сопротивлении нагрузки $R_H = 1,92$ Ом. Результаты приведены в таблице 2.

Из результатов расчета видно, что с ростом глубины ООС по выходному напряжению уменьшается перерегулирование по выходному напряжению σ_U ,



Рис. 4. Временные характеристики для схемы ПН с двухконтурной ООС с фильтром Баттерворта
Fig. 4. Time characteristics for a PN scheme with a double-circuit OOS with a Butterworth filter

увеличивается коэффициент стабилизации выходного напряжения, частота единичного петлевого усиления, но уменьшается коэффициент запаса устойчивости по фазе, оставаясь достаточно большим $\Delta\varphi \geq 45^\circ$, и растет σ_I . Из результатов расчетов, приведенных в таблице 2, следует, что ПН с фильтром Чебышева позволяет реализовать качество выходного напряжения питания, удовлетворяющего требованиям напряжения питания для ППМ АФАР РЛС ($\sigma_U = 2\%$, $\sigma_I = 5,4\%$) при $K_U = 120$; $K_I = 0,4$; $C_{\text{накоп}} = 220$ мкФ. ПН с СФ с характеристиками Баттерворта эти требования не выполняет ($\sigma_U = 6,3\%$, $\sigma_I = 18\%$).

6. Влияние эквивалентных резистивных потерь в конденсаторе и дросселе силового сглаживающего фильтра на частотные и временные характеристики ПН

Исследуем влияние эквивалентных резистивных потерь (R_1 , R_2 , R_9 на рис. 4) R_L , $R_C = 0, 10, 25, 50, 100$ мОм при коэффициенте усиления по току $K_I = 0,4$, коэффициенте усиления ОУ сигнала ошибки выходного напряжения $K_U = 120$, емкости накопительного конденсатора $C_{\text{накоп}} = 220$ мкФ, частоте коммутации $f_T = 132$ кГц, входном напряжении $U_{\text{вх}} = 320$ В, выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 48$ В, сопротивлении нагрузки $R_H = 1,92$ Ом. Результаты расчета выведены в таблице 3.

Из результатов расчета видно, что при увеличении номиналов эквивалентных резистивных по-

терь в конденсаторе и дросселе СФ увеличивается частота единичного петлевого усиления ООС вместе с запасом устойчивости по фазе, однако уменьшается коэффициент стабилизации и, что особенно важно, уменьшаются значения переуправления по напряжению σ_U и току σ_I и длительность переходного процесса $\tau_{\text{пр}}$. Однако следует отметить существенно различный характер уменьшения σ_U с ростом R_L и R_C для ПН с СФ с характеристиками Чебышева и Баттерворта. Если в ПН с СФ с характеристиками Чебышева допустимая величина $\sigma_U = 2,1\%$ наблюдается при $R_C = 25$ мОм, то у ПН с СФ с характеристиками Баттерворта величина $\sigma_U \leq 2\%$ имеет место при $R_C = 150$ мОм, т. е. в 6 раз больше. Как показано в работах [8; 9] и видно из таблицы 2, пропорционально росту R_C увеличиваются пульсации выходного напряжения и уменьшается стабильность. С этой точки зрения предпочтение следует отдать ПН с СФ с характеристиками Чебышева. Однако с ростом резистивных потерь пульсации напряжения у СФ с характеристиками Баттерворта примерно в 2,5 раза меньше, чем $k_{\text{п}}$ у СФ Чебышева. Так, при $R_C = 150$ мОм у СФ Баттерворта $\sigma_U = 1,5\%$, $\sigma_I = 0\%$, $k_{\text{п}} = 190$ мВ, т. е. у него выполняются требования по пульсациям $k_{\text{п}} \leq 0,5\%$ и качеству переходных процессов; у ПН с СФ Чебышева выполняются требования по $\sigma_U = 0\%$, $\sigma_I = 0\%$, но коэффициент пульсаций $k_{\text{п}} = 470$ мВ превышает требования в 2 раза.

Таблица 2. Влияние глубины обратной связи по выходному напряжению на частотные и временные характеристики ПН
 Table 2. Influence of the depth of the output voltage feedback on the frequency and time characteristics of the PN

Фильтр	K_U	$K_{ст}$, дБ	$f_{к0}$, кГц	$\Delta\varphi$	$U_{вых}$, В	σ_U , %	I , А	σ_I , %	$\tau_{пр}$, мс
Чебышев	12	25	19,7	90	53,8	26	31,4	0	0,2
	25	30	20	78	50	13,4	29,4	0	0,08
	80	39,6	22,2	64	47,4	3,7	27,8	2,1	0,008
	120	43	24,2	57	47	2,3	27,5	5,4	0
	200	47	28	50	46,5	1,9	27,3	9,1	0
Баттерворт	12	27	9,46	80	54,5	24	29,7	0	0,16
	25	32	9,8	72	50,5	12	27,6	1	0,06
	80	41,6	12,7	53	47,5	6,3	26	13	0,02
	120	45	14	45	47	6,3	25,6	18	0,015
	200	49	17,8	40	46,6	5,7	25,5	22	0,014

Таблица 3. Влияние эквивалентных резистивных потерь в конденсаторе и дросселе силового сглаживающего фильтра на частотные и временные характеристики ПН

Table 3. Influence of equivalent resistive losses in the capacitor and choke of the power smoothing filter on the frequency and time characteristics of the PN

Фильтр	R_L, R_C , мОм	$k_{п}$, В	$K_{ст}$, дБ	$f_{к0}$, кГц	$\Delta\varphi$	$U_{вых}$, В	σ_U , %	I , А	σ_I , %	$\tau_{пр}$, мс
Чебышев	0	0,02	43,5	22	50	47	2,7	27,5	10	0,003
	10	0,04	43	24	60	47	2,5	27,5	5,8	0
	25	0,09	42,5	26,8	61	47	2,1	27,5	1,8	0
	50	0,16	42	30	63	47	1,4	27,5	0	0
	100	0,32	40	34,2	64	47	0	27,5	0	0
	150	0,47	39	36,3	64	47	0	27,5	0	0
Баттерворт	0	0,01	45	12	40	47	7,4	25,7	26	0,2
	10	0,02	44	14	45	47	6,3	25,7	18	0,02
	25	0,04	44	15,6	54	47	5,3	25,7	10,5	0,013
	50	0,08	44	19	60	47	4,6	25,7	3	0,005
	100	0,12	43,5	23,4	66	47	2,9	25,7	0	0
	150	0,19	42,7	26,6	66	47	1,5	25,7	0	0

7. Влияние номинала накопительной емкости на частотные и временные характеристики ПН

Исследуем влияние емкости накопительного конденсатора (C_2 на рис. 1) при ее изменении в пределах $C_{накоп} = 0, 100, 220, 400$ мкФ при эквивалентных резистивных потерях $R_L, R_C = 30$ мОм, коэффициенте усиления по току $K_I = 0,4$, коэффициенте усиления ОУ сигнала ошибки выходного напряжения $K_U = 120$, частоте коммутации $f_T = 132$ кГц, входном напряжении $U_{вх} = 320$ В, выходном напряжении $U_{вых} = 48$ В, сопротивлении нагрузки $R_H = 1,92$ Ом.

Результаты расчета приведены в таблице 4, откуда видно, что с увеличением емкости конденсато-

ра накопителя увеличивается запас устойчивости по фазе, но падает частота единичного петлевого усиления ООС. Уменьшается перерегулирование напряжения на нагрузке σ_U и тока дросселя σ_I и время переходного процесса $\tau_{пр}$.

Однако, хотя увеличение номинала емкости накопительного конденсатора дает перечисленные выше достоинства, увеличение $C_{накоп}$ приводит к увеличению массогабаритных характеристик ПН источника вторичного электропитания (ИВЭП), что является принципиальным недостатком, поскольку современные АФАР содержат тысячи ПН ИВЭП. Увеличение габаритов последних ведет к увеличению габаритов антенного полотна АФАР и РЛС в целом.

Таблица 4. Влияние номинала накопительного конденсатора на частотные и временные характеристики ПН
Table 4. Influence of the storage capacitor rating on the frequency and time characteristics of the PN

Фильтр	$C_{\text{накоп}},$ мкФ	$K_{\text{ст}},$ дБ	$f_{\text{к0}},$ кГц	$\Delta\varphi$	$U_{\text{вых}},$ В	$\sigma_U, \%$	$I, \text{А}$	$\sigma_I, \%$	$\tau_{\text{пр}},$ мс
Чебышев	0	43	47	25	47	8,5	27,6	22	0,02
	100	43	29	45	47	4,2	27,6	13	0,005
	220	43	24	57	47	2,3	27,5	5,4	0
	400	43	22,6	67	47	2,2	27,5	0	0
Баттерворт	0	45	46	15	47	57	25,7	81	0,18
	100	45	19	35	47	12,4	25,7	30	0,04
	220	45	12	47	47	6,3	25,7	18	0,017
	400	45	12	58	47	3,4	25,7	9,6	0,01

Заключение

Главной особенностью ИВЭП с импульсной нагрузкой, коими являются источники питания приемно-передающих модулей АФАР РЛС, заключается в переходных процессах, происходящих не только во время включения и выключения ИП, но и в начале и конце каждого импульса. Если снижение перенапряжения во время переходного процесса при включении традиционных ИП с непрерывным потреблением энергии от первичного источника осуществляется с помощью устройств плавного запуска, то эти методы неприменимы для устранения перенапряжения в начале и конце каждого импульса при импульсной нагрузке в АФАР. Поскольку любые пульсации, шумы, нестабильности по питанию ППМ АФАР, работающего в линейном режиме, приводят к паразитной амплитудной модуляции излучаемого сигнала и ухудшению качества селекции и сопровождения цели, то к качеству напряжения питания: стабильности, величине пульсаций, качеству переходных процессов при импульсной нагрузке ППМ АФАР предъявляются очень высокие требования (пульсации напряжения не более 0,5 %; нестабильность и величина превышения выходного напряжения во время переходных процессов стационарного значения не должны превышать $\sigma_U \leq 2 \%$, а величина превышения тока в дросселе СФ $\sigma_I \leq 10 \%$).

В статье [4] авторами было показано, что качество напряжения питания для ППМ АФАР, работающих на импульсную нагрузку с переменной скважностью, может быть получено в ИП, использующем ПН понижающего типа с однозвенным LC-сглаживающим фильтром с характеристиками Чебышева, двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя и с накопительным конденсатором.

Помимо жестких требований к качеству выходного напряжения ИВЭП для ППМ АФАР, другое очень жесткое требование – к их массогабаритным характеристикам, поскольку современные АФАР содержат сотни и тысячи ПН ИВЭП. Увеличение их габаритов приводит к увеличению габаритов антенного полотна АФАР РЛС и делает невозможным их размещение на подвижном носителе (космическое, самолетное и др. базирование).

В данной работе исследовалось влияние глубины ООС по выходному напряжению и току дросселя СФ, величины емкости накопительного конденсатора, типа и параметров сглаживающего фильтра и даны рекомендации выбора их оптимальных значений для ИВЭП, обеспечивающих требуемое качество выходного напряжения для ППМ АФАР РЛС с учетом минимизации их габаритов.

Список литературы

1. Кушнерев Н.А., Шумов М.А. Система электропитания активных фазированных антенных решеток // Антенны. 2007. № 12. С. 63–69.
2. Гончаров А.Ю. Особенности построения матричных систем распределенного электропитания для АФАР // Компоненты и технологии. 2016. № 12 (185). С. 100–104.
3. Особенность проектирования силового сглаживающего фильтра транзисторного преобразователя напряжения при работе на динамическую нагрузку / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Практическая силовая электроника. 2016. № 4 (64). С. 14–24.
4. Designing DC/DC converters with impulse loads for secondary supply systems of transmit/receive modules for active phased array antennas of radars / V.F. Dmitrikov [et al.] // 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). 2020. P. 331–339. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM49804.2020.9153490>

5. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 542 с.
6. Автоматизированная компьютерная программа быстрого расчета и оптимизации переходных и стационарных процессов в электрических цепях радиотехнических и телекоммуникационных устройств (FASTMEAN) / А.Д. Артым [и др.]. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2002610191 от 15 февраля 2002 г.
7. Проектирование силового сглаживающего фильтра транзисторного преобразователя с учетом потерь в реактивных элементах и работы на динамическую нагрузку / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Электропитание-2016 (г. Санкт-Петербург, 8–10 июня 2016 г.): сб. докладов всероссийской научно-технической конференции. СПб., 2016. С. 36–51.
8. Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя понижающего типа на коэффициент стабилизации выходного напряжения / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12, № 1. С. 105–112.
9. Исследование пульсаций выходного напряжения транзисторного преобразователя понижающего типа / В.Ф. Дмитриков [и др.] // Практическая силовая электроника. 2008. № 1 (29) С. 40–48.

References

1. Kushnerev N.A., Shumov M.A. Power supply system for active phased array antennas. *Antenny*, 2007, no. 12, pp. 63–69. (In Russ.)
2. Goncharov A.Ju. Features of the construction of matrix systems of distributed power supply for AFAR. *Komponenty i tehnologii*, 2016, no. 12 (185), pp. 100–104. (In Russ.)
3. Dmitrikov V.F. et al. Design feature of a power smoothing filter of a transistor voltage converter when operating on a dynamic load. *Prakticheskaja silovaja elektronika*, 2016, no. 4 (64), pp. 14–24. (In Russ.)
4. Dmitrikov V.F. et al. Designing DC/DC converters with impulse loads for secondary supply systems of transmit/receive modules for active phased array antennas of radars. *2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2020, pp. 331–339. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM49804.2020.9153490>
5. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Immunity and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems*. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom, 2018, 542 p. (In Russ.)
6. Artym A.D. et al. Automated computer program for fast calculation and optimization of transient and stationary processes in electrical circuits of radio engineering and telecommunication devices (FASTMEAN). Certificate of official registration of the computer program no. 2002610191, 15 February 2002. (In Russ.)
7. Dmitrikov V.F. et al. Designing a power smoothing filter of a transistor converter taking into account losses in reactive elements and work on a dynamic load. *Elektropitanie-2016 (Saint Petersburg, 8–10 June 2016): sb. dokladov vserossijskoj nauchno-tehnicheskoi konferentsii*, pp. 36–51. (In Russ.)
8. Dmitrikov V.F. et al. Influence of pulsations of the output voltage of a down-type pulse converter on the stabilization factor of the output voltage. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2009, vol. 12, no. 1, pp. 105–112. (In Russ.)
9. Dmitrikov V.F. et al. Investigation of the ripple of the output voltage of a transistor buck converter. *Prakticheskaja silovaja elektronika*, 2008, no. 1 (29), pp. 40–48. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2021, vol. 24, no. 1, pp. 78–88

DOI 10.18469/1810-3189.2021.24.1.78-88

Received 3 November 2020
Accepted 4 December 2020

Design features of negative feedback and power smoothing filter of the DC / DC converter with pulse loads for transmitter-receiver modules of active electronically scanned arrays

Vladimir F. Dmitrikov¹, Alexander Yu. Petrochenko², Andrey A. Rozanov¹

¹ The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications
22, bld. 1, Avenue Bolshevnikov,
Saint Petersburg, 193232, Russia

² JSC «Concern Avrora SPA»
15, Karbysheva Street,
Saint Petersburg, 194021, Russia

Abstract – The fundamental difference of the voltage converter of the secondary power supply source for the transmitter-receiver modules of active electronically scanned arrays with impulse load and variable duty cycle from traditional voltage converters that constantly consume power from the primary network is shown. Methods for improving the quality of transient processes in voltage converter with constant power consumption during start-up by soft start are not applicable to improve the quality of transients in periodic current pulses caused by a pulsed load. Since any ripples, noises, instabilities in the power supply

of the transmitter-receiver modules of active electronically scanned arrays operating in a linear mode lead to parasitic amplitude modulation of the emitted signal and to a deterioration in the quality of selection and target tracking, very strict requirements are imposed on the quality of the transmitter-receiver modules supply voltage (voltage ripple $k_n \leq 0,5\%$, the amount of overshoot of the output voltage $\sigma_U \leq 2\%$, etc.). The article shows that such a quality of the output voltage with a pulsed load of the transmitter-receiver modules of active electronically scanned arrays can be obtained using a lower-type voltage converter, with a double-circuit negative feedback for the output voltage and current of the inductor, with a storage capacitor and with a power smoothing filter with the characteristics of Chebyshev and Butterworth. The work investigated the influence of the negative feedback depth on the output voltage and current of the smoothing filter choke, the value of the storage capacitor capacity, the type and parameters of the smoothing filter, and recommendations were given to select their optimal values, at which the required quality of the supply voltage for the transmitter-receiver modules of active electronically scanned arrays was ensured, taking into account the minimization of their dimensions.

Keywords – transmitter-receiver module, active phased antenna array, power supplies with pulse load, output voltage quality, negative feedback.

Информация об авторах

Дмитриков Владимир Федорович, заслуженный деятель науки РФ, доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Член бюро совета «Научные проблемы систем электропитания» при отделении РАН «Электрофизика, энергетика, электротехника». Автор и соавтор более 300 научных работ и изобретений, в том числе 6 монографий, 5 учебников и 4 учебных пособий.

Область научных интересов: энергетически высокоэффективные ключевые режимы генерирования и усиления электрических колебаний и информационных сигналов, теория линейных и нелинейных электрических цепей, радиосвязь, радионавигация, преобразовательная техника.

E-mail: dmitrikov_vf@mail.ru

Петроченко Александр Юрьевич, аспирант АО «Концерн «НПО «Аврора», г. Санкт-Петербург, Россия. Окончил магистратуру Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича в 2017 г. Автор 14 научных трудов.

Область научных интересов: силовая электроника, преобразовательная техника, теория ключевых режимов преобразовательной электрических колебаний.

E-mail: petrochenko_a@bk.ru

Розанов Андрей Алексеевич, магистрант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия. Окончил бакалавриат Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича в 2020 г.

Область научных интересов: силовая электроника, преобразовательная техника.

E-mail: makereiner@mail.ru

Information about the Authors

Vladimir F. Dmitrikov, honoured worker of science of the Russian Federation, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Theory of Electrical Circuits and Communications, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. Member of Bureau of the Council «Scientific Problems of Power Supply Systems» at the «Electrophysics, Power Industry, Electrical Engineering» Department of RAS. He is the author and co-author of more than 300 scientific works and inventions, including 6 monographs, 5 textbooks and 4 training guidelines.

Research interests: highly efficient switching modes of generation and amplification of electric oscillations, theory of linear and non-linear electric circuits, radio communication, radio navigation, converters.

E-mail: dmitrikov_vf@mail.ru

Alexander Yu. Petrochenko, postgraduate student of JSC «Concern Avrora SPA», Saint Petersburg, Russia. He received M.S. degree in radio engineering from the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications in 2017. He is the author of 14 articles.

Research interests: distributed power supply systems, converter equipment, theory of switched-mode conversion of electrical oscillation.

E-mail: petrochenko_a@bk.ru

Andrey A. Rozanov, magistrate student, the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg, Russia. He received the B.S. degree in radio engineering from the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications in 2020.

Research interests: distributed power supply systems, converter equipment.

E-mail: makereiner@mail.ru