

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

ВЛИЯНИЕ ТОКА НАГРУЗКИ И КОНДЕНСАТОРОВ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ МИКРОСХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ НА ЧАСТОТНУЮ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПОДАВЛЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ

© 2019 г. А. А. Иванов¹, В. А. Петров^{1, *}¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Российская Федерация, 119454 Москва, просп. Вернадского, 78

*E-mail: vapetrov@mirea.ru

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Проведены исследования влияния тока нагрузки и конденсаторов на входе и выходе на частотную зависимость коэффициента подавления пульсаций классическим линейным стабилизатором напряжения на основе микросхемы LM317L-N. Получено, что при отсутствии внешних конденсаторов при разных значениях входных и выходных напряжений подавление пульсаций уменьшается при увеличении тока нагрузки. Показано, что конденсатор, подключенный к выходу стабилизатора, существенно увеличивает коэффициент подавления пульсаций в области частот выше 200 кГц, а конденсатор, включенный параллельно регулируемому резистору в цепи обратной связи, увеличивает его в области частот ниже 300 кГц.

DOI: 10.1134/S0033849419020074

ВВЕДЕНИЕ

Микросхемы классических линейных стабилизаторов напряжения с $n-p-n$ -структурой, несмотря на достаточно длинный период их применения и конкуренцию с более новыми микросхемами линейных стабилизаторов с малым падением напряжения (Low Dropout, LDO), продолжают широко использоваться в различных радиотехнических устройствах. Их несомненными преимуществами являются высокая стабильность, позволяющая обходиться без внешних конденсаторов, и малый ток утечки на землю.

Классические линейные стабилизаторы, как правило, достаточно хорошо ослабляют пульсации напряжения, которые по цепи питания попадают на их вход. Источники таких пульсаций имеют различную природу. В случае получения питания от сети на вход попадают пульсации выпрямленного напряжения сети. Большое значение могут иметь электромагнитные наводки на входную цепь. Они влияют даже при питании линейного стабилизатора от аккумуляторной батареи. Для того чтобы количественно охарактеризовать уменьшение пульсаций напряжения линейным стабилизатором напряжения, вводится специальный параметр k_f , который зависит от частоты f и рассчитывается по формуле

$$k_f = 20 \lg \frac{\tilde{U}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{U}_{\text{ВХ}}}, \quad (1)$$

где $\tilde{U}_{\text{ВЫХ}}$ и $\tilde{U}_{\text{ВХ}}$ – амплитуды пульсаций синусоидального напряжения с частотой f на выходе и входе линейного стабилизатора [1, 2]. При такой записи величина k_f , измеряемая в децибелах, является отрицательной. Это не очень удобно, поэтому наряду с формулой (1) в литературе (см., например, [3–5]) часто используется формула, в которой берется логарифм обратного отношения

$$k_f = 20 \lg \frac{\tilde{U}_{\text{ВХ}}}{\tilde{U}_{\text{ВЫХ}}}. \quad (2)$$

Это соотношение использовано и в данной статье.

Еще больше расхождений встречается в названии параметра k_f . В англоязычной литературе наиболее часто этот параметр называют Power Supply Rejection Ratio (PSRR), по-видимому, в связи с тем, что основной вклад в пульсации напряжения на входе вносят пульсации источника питания линейного стабилизатора. Но поскольку есть и другие источники пульсаций напряжения на входе, этот термин нельзя признать удачным.

В отечественной литературе для k_f также используются различные названия: например, “коэффициент подавления пульсаций” или “коэффициент сглаживания пульсаций”. Последний термин, закрепленный в ГОСТе [5], действовавшим с 01.01.88 до 01.01.93 (хотя затем ограничение по сроку действия было снято по протоколу Меж-

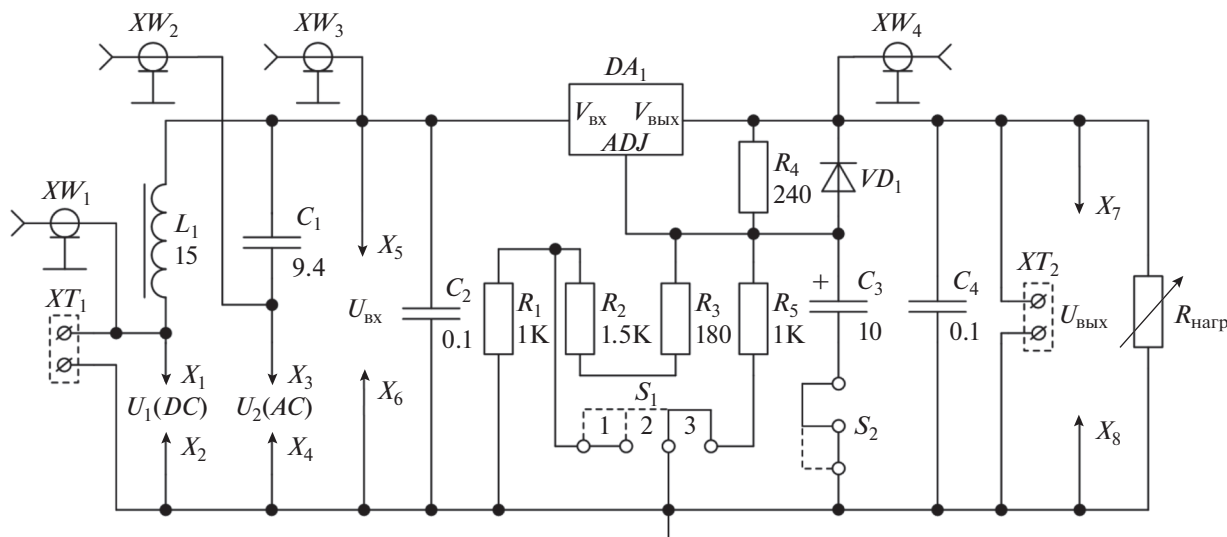


Рис. 1. Схема платы для измерений коэффициента подавления пульсаций.

государственного Совета по стандартизации, метрологии и сертификации и ГОСТ актуализирован 15.10.2015 г.) представляется не очень удачным. В данной работе используем термин “коэффициент подавления пульсаций”, определяемый формулой (2) и измеряемый в децибелах.

Из принципа работы микросхем линейных стабилизаторов напряжения ясно, что k_f должен зависеть от тока нагрузки. Однако данных по таким зависимостям в литературе и технической документации на микросхемы очень мало. Так, например, для широко используемой микросхемы LM317, которая считается эталоном классических линейных стабилизаторов, в [6] приводятся данные по зависимости k_f от тока нагрузки только для одной частоты, 120 Гц. Для ее модификации LM317L-N приводятся данные по частотной зависимости k_f лишь для одного значения тока нагрузки, равного 40 мА [7], причем для одного режима, в котором входное напряжение составляет 15 В, выходное — 10 В. Между тем влияние перечисленных выше режимных параметров, особенно частоты, может быть очень существенным. Для близкой по основным параметрам отечественной микросхемы линейного стабилизатора КР142ЕН12 хотя и приводится в [8] частотная зависимость k_f , однако значения входного и выходного напряжения и тока нагрузки, при которых она получена, не даны.

Необходимо также иметь в виду, что на частотную зависимость k_f оказывают большое влияние характеристики конденсаторов, которые в соответствии с рекомендациями производителей микросхем подключают как к делителю выходного напряжения в цепи обратной связи, так и параллельно нагрузке, а иногда и на входе в микро-

схему. В связи с этим разработчики источников вторичного электропитания должны самостоятельно исследовать частотные характеристики предполагаемых к использованию микросхем, причем в условиях и при схемных решениях, соответствующих условиям работы стабилизаторов.

1. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ И СХЕМА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ПЛАТЫ

В связи с тем, что осциллограф является основным измерительным прибором для исследований любой радиотехнической аппаратуры, в том числе источников вторичного электропитания, а современные осциллографы обладают хорошей чувствительностью, позволяющей проводить измерения синусоидальных напряжений с размахом менее 1 мВ, целью настоящей работы было создание методики измерений k_f с помощью осциллографа. При этом в качестве источника зондирующего синусоидального напряжения был использован внешний стандартный функциональный генератор, а в качестве источника постоянного напряжения — источник питания. Такая аппаратура обеспечивает возможность измерений в любом практически важном частотном диапазоне, вплоть до 25 МГц, без применения каких-либо дополнительных инжекторов.

Разрабатываемый метод основан на суммировании постоянного и переменного синусоидального напряжения с помощью индуктивности и конденсатора.

Для проведения измерений была создана специальная плата (рис. 1). Для суммирования постоянного U_1 и переменного синусоидального U_2 напряжений был использован дроссель L_1 с ин-

дуктивностью 15 мГн и конденсатор C_1 , емкость которого 9.4 мкФ. Постоянное напряжение от источника питания и переменное напряжение от генератора суммировались и поступали на вход $U_{вх}$ линейного стабилизатора напряжения. Входной и выходной конденсаторы C_2 и C_4 емкостью 0.1 мкФ предусмотрены схемой включения линейного стабилизатора LM317L модификации N, которая была выбрана в качестве объекта исследований и которая часто используется как типовая для отработки техники измерений k_f [9]. Роль конденсатора C_4 рассмотрена более подробно. Регулирование выходного напряжения осуществлялось переключением с помощью переключки S1 резисторов R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , подключаемых к клемме регулирования ADJ в цепи обратной связи. Три положения переключки позволяли получать на выходе напряжения 5, 10 и 15 В. Параллельно резистору, регулирующему выходное напряжение, был подключен конденсатор C_3 емкостью 10 мкФ для дополнительного обеспечения подавления пульсаций и шумов в области высоких частот. Конденсаторы C_2 – C_4 были керамическими, с малым импедансом, который при частоте 10 МГц не превышал 10^{-2} Ом. В некоторых измерениях, с целью сравнения, входной керамический конденсатор C_2 заменяли на электролитический.

Постоянное напряжение U_1 поступало в схему измерений от источника питания GPS-3303 (компания GoodWill), переменное синусоидальное напряжение U_2 — от генератора сигналов произвольной формы AFG3022 (компания Tektronix), а измерения проводили с помощью осциллографа GDS-72202 (компания GoodWill).

Ток нагрузки регулировали с помощью включенного в цепь нагрузки магазина резисторов (см. на рис. 1 $R_{нагр}$). Поступающее от источника питания постоянное напряжение подавали либо через клеммы XT1, либо через коаксиальный разъем XW1, величину которого контролировали мультиметром Agilent 34405A, подключая его к штырьковым выводам X1, X2. Этим же мультиметром контролировали величину постоянного напряжения на выходе либо при подключении к клеммам XT2, либо к штырькам X7, X8.

При исследовании k_f важное значение имеет подключение осциллографа к входу и выходу микросхемы. Стандартные пробники 1 : 1 могли подключаться к штырьковым контактам на плате. Но при этом всегда образуется большой или меньший петлевой контур, на котором могут появляться наводки от внешних электромагнитных полей. Особенно вредны такие наводки на выходе. Поэтому на плате использованные для подключения пробников осциллографа как штырьки X5, X6, так и штырьки X7, X8 располагали как можно ближе друг к другу. Кроме того, была обеспечена воз-

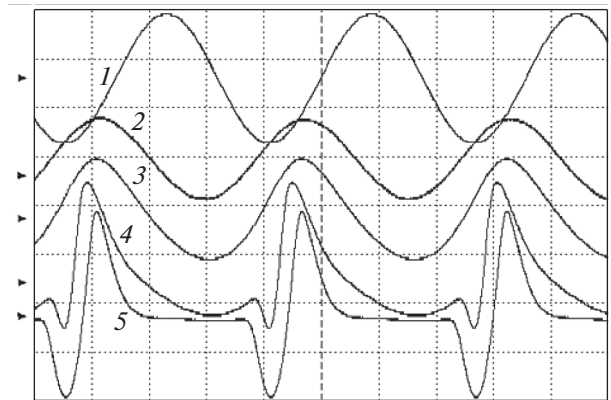


Рис. 2. Формы сигналов (2 мкс/дел) на входе $U_{вх}$ (100 мВ/дел) (кривая 1) и выходе $U_{вых}$ (1 мВ/дел) (кривые 2–5) стабилизатора при различных амплитудах напряжения генератора: $U_г = 0.5$ (2), 3 (3), 5 (4) и 6.0 В (5).

можность подключения измерительных кабелей осциллографа через коаксиальные разъемы XW3 и XW4.

2. ВЫБОР НАПЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА

При измерении k_f всегда приходится иметь дело с измерением синусоидального сигнала малой амплитуды на выходе стабилизатора, поэтому для увеличения этой амплитуды можно было бы увеличивать амплитуду напряжения на входе, так как генератор AFG3022 может выдавать синусоиду с амплитудой 10 В. Однако использовать такое значение возможно далеко не всегда. Причина заключается в перегрузке усилителя рассогласования микросхемы, которая приводит к искажению формы сигнала на выходе.

На рис. 2 в качестве примера показано изменение форм переменного напряжения на выходе стабилизатора при разных величинах амплитуды напряжения на генераторе для одного из режимов, который был реализован при следующих параметрах: постоянное напряжение на входе стабилизатора 15 В, постоянное напряжение на выходе 10 В, ток нагрузки 100 мА, частота напряжения генератора 140 кГц, конденсатор C_3 выключен. Форма напряжения на входе (кривая 1) для всех представленных на рис. 2 режимов была идеальной синусоидой. Видно, что небольшое отклонение от синусоиды у напряжения на выходе наблюдается уже при амплитуде напряжения генератора $U_{ген}$, равной 3 В. При амплитуде $U_{ген}$, равной 5 и 6 В, имеет место очень сильное искажение формы сигнала на выходе. Использование формулы (2) предполагает, что форма сигнала как на выходе, так и на входе является синусоидальной. Поэтому для каждой частоты входного сигнала устанавливали такую величину амплитуды напряжения на генераторе, при которой дисторсии выходного

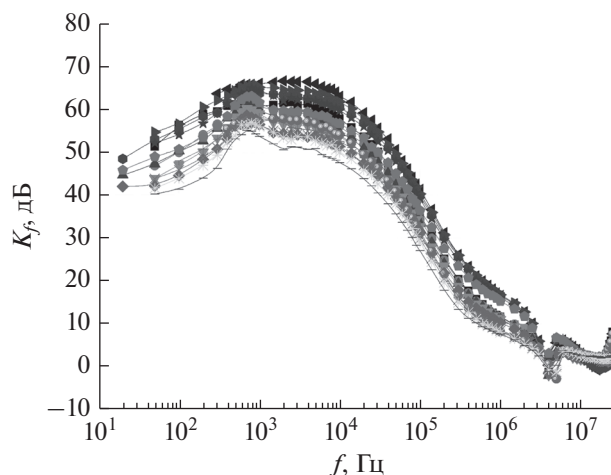


Рис. 3. Диапазон изменения k_f при различных входных напряжениях и токах нагрузки.

сигнала не наблюдалось. В данной работе, например, при описанных выше параметрах в диапазоне частот 20...100 Гц измерения можно было проводить при амплитуде $U_{\text{ген}}$, равной 5 В, при 200 Гц — равной 3 В, при 300 Гц — равной 2 В, при частотах 400...500 Гц — 1 В, а 600...700 Гц — равной всего 0.5 В. В этом последнем наихудшем случае величина размаха напряжения (амплитуда) на выходе стабилизатора была лишь немного больше 1 мВ, тем не менее она могла быть вполне успешно измерена осциллографом при установке числа осреднений равным 256. В диапазоне от 800 Гц и вплоть до 100 кГц амплитуду напряжения на генераторе устанавливали равной 1 В, при этом амплитуда сигнала на выходе стабилизатора с увеличением частоты увеличивалась, сначала медленно, а потом быстрее, и при 100 кГц уже достигала 32 мВ. В диапазоне от 700 кГц до 25 МГц можно было, не боясь дисторсии, устанавливать на генераторе амплитуду, равную 10 В.

Таким образом, для рассматриваемого режима работы стабилизатора наиболее сложной для измерений оказалась область частот от 600 до 700 Гц. В других режимах, отличающихся током нагрузки, конденсаторами в цепи обратной связи и на выходе, входным и выходным постоянным напряжением, наблюдались искажения формы напряжения пульсаций на выходе при других значениях амплитуды напряжения генератора, и это отслеживалось при проведении экспериментов.

3. ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПОДАВЛЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ ОТ ТОКА НАГРУЗКИ

В связи с тем, что величина k_f зависит от многих параметров, в том числе и от характеристик

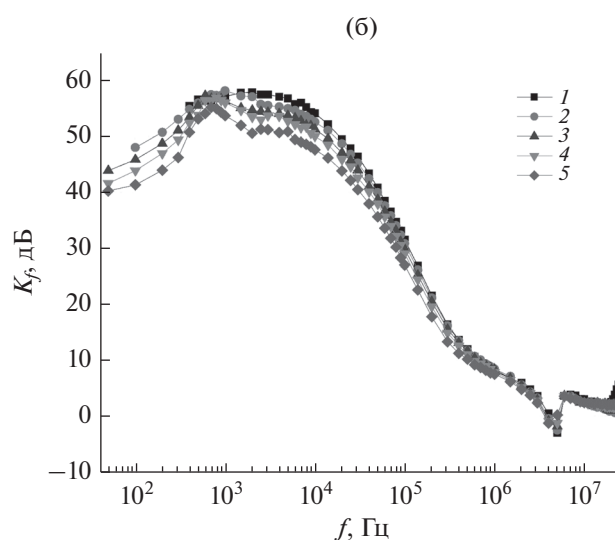
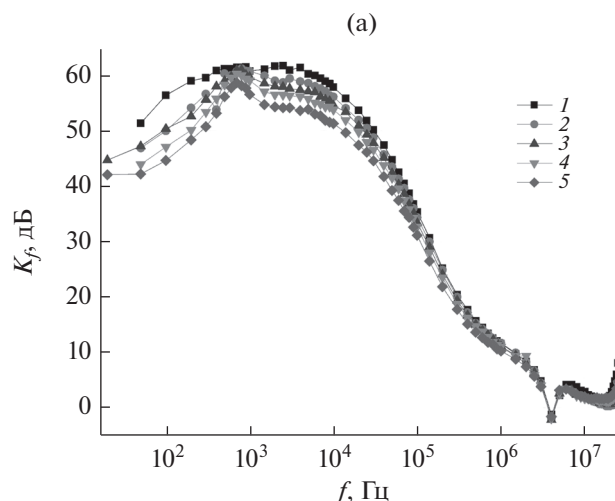


Рис. 4. Зависимость k_f от частоты при $U_{\text{вх}} = 15$ В, $U_{\text{вых}} = 10$ В (а) и $U_{\text{вх}} = 20$ В, $U_{\text{вых}} = 15$ В (б), и различных токах нагрузки: 0 (1), 30 (2), 50 (3), 70 (4) и 100 мА (5).

конденсаторов, для изучения влияния тока нагрузки измерения проводили для компоновки измерительной платы, в которой отсутствовали конденсаторы C_3 и C_4 , при трех значениях выходного напряжения, 10, 15 и 20 В, трех значениях входного — 15, 20 и 25 В соответственно и токах нагрузки в диапазоне от 0 до 100 мА. На рис. 3 представлена вся совокупность полученных результатов при различных комбинациях указанных выше напряжений и токов. Видно, что расхождения в кривых, характеризующих частотные зависимости при различных токах нагрузки и трех значениях выходного напряжения, велики. В области максимальных значений расхождения больше 15 дБ. Для примера на рис. 4а и 4б более детально показаны частотные зависимости при различных токах нагрузки и двух напряжениях на выходе,

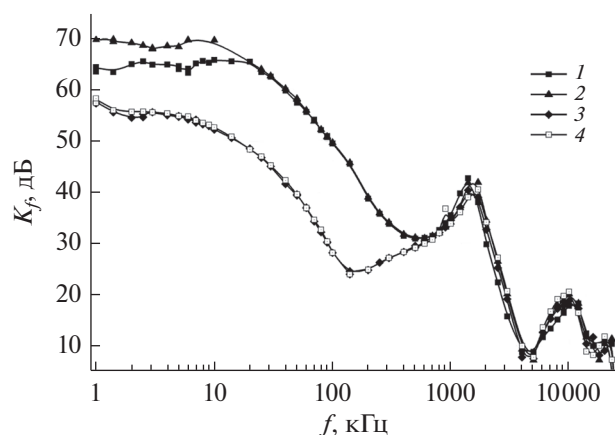


Рис. 5. Зависимость k_f от частоты при включенных параллельно регулируемому резистору конденсаторах: 1 — два керамических конденсатора C_3 и C_4 ; 2 — электролитический конденсатор C_3 и керамический C_4 ; 3 — керамический конденсатор C_4 с нагрузкой; 4 — конденсатор C_4 без нагрузки.

10 и 15 В. Хорошо видно, что с увеличением тока нагрузки коэффициент подавления пульсаций уменьшается.

4. ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ C_3 И C_4 НА ЧАСТОТНУЮ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПОДАВЛЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ

В технических характеристиках производителя микросхемы LM317L-N [7] для k_f приведены лишь две частотные зависимости в интервале от 10 Гц до 1 МГц при входном напряжении 15 В, выходном 10 В, токе нагрузки 40 мА, при наличии в цепи регулирования конденсатора C_3 емкостью 10 мкФ и его отсутствии. При этом в описании отмечается, что этот конденсатор может быть установлен для достижения высоких значений k_f , которые невозможно достичь при его отсутствии. Отмечается также, что дополнительно может быть добавлен конденсатор на выходе с целью улучшения переходных характеристик. О его влиянии на величину k_f ничего не сообщается.

На рис. 5 представлены некоторые полученные результаты. При наличии обоих конденсаторов C_3 и C_4 (кривые 1 и 2) величина $k_f(f)$ вплоть до 400 кГц существенно выше, чем в случае, когда подключен только конденсатор C_4 (кривые 3 и 4). Это означает, что конденсатор C_3 , подключенный параллельно регулируемому резистору в цепи обратной связи, играет важную роль в увеличении k_f при частотах, меньших 400 кГц. При этом оказалось, что имеет значение и вид этого конденсатора. Замена керамического конденсатора

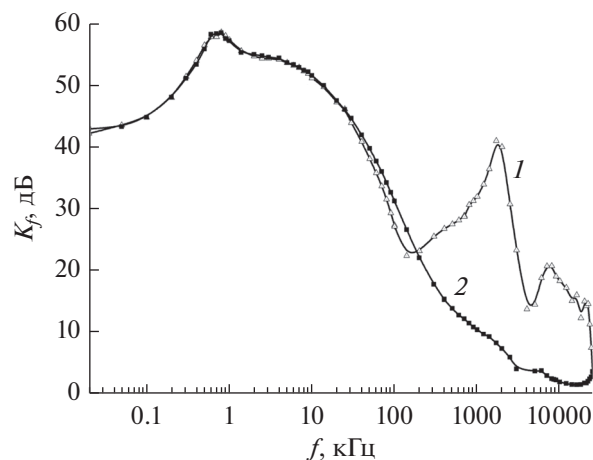


Рис. 6. Зависимость k_f от частоты в присутствии керамического конденсатора C_4 , включенного параллельно нагрузке (1), и в его отсутствие (2).

на электролитический той же емкости привела к увеличению k_f при низких частотах. Сопоставление всех четырех кривых показывает, что в области высоких частот появляются три ярко выраженных максимума. Их появление, во всяком случае двух наибольших из них, однозначно можно объяснить влиянием C_4 , поскольку они имеют место как при наличии C_3 , так и при его отсутствии. Конденсатор C_4 играет очень важную роль в обеспечении достаточно высоких значений $k_f(f)$ при высоких частотах, поскольку при увеличении частоты вплоть до 10 МГц импеданс выходного конденсатора уменьшается. Конденсатор C_3 оказывает большое влияние на величину $k_f(f)$, существенно увеличивая ее при частотах менее 500 кГц (ср. кривые 1 и 3 на рис. 5). Обе кривые получены при токе нагрузки 100 мА, но в первом случае конденсатор C_3 включен, а во втором — нет. Что же касается максимума в районе 22 МГц, то не исключено, что он связан с паразитной емкостью платы и пробника. Это видно из сопоставления представленных на рис. 6 результатов, показывающих влияние конденсатора C_4 , включенного параллельно нагрузке. При отключенном конденсаторе C_4 в районе 22 МГц тоже наблюдается небольшой подъем k_f .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные измерения показали, что в линейном стабилизаторе LM317L-N, являющимся эталонным образцом классического $n-p-n$ -стабилизатора, без подключенных конденсаторов во всем диапазоне рабочих частот при подключении нагрузки параметр k_f существен-

но изменяется, уменьшаясь с увеличением ее величины.

Большое влияние на k_f конденсатора, подключенного к выходу стабилизатора, проявляется в области высоких частот, $f > 200$ кГц. В этой области k_f существенно увеличивается, и на его частотной зависимости появляются два максимума. Подключение конденсатора на вход линейного стабилизатора оказывает малое влияние на величину коэффициента подавления пульсаций. Конденсатор, включенный параллельно регулируемому резистору в цепи обратной связи, увеличивает k_f в области частот менее 300 кГц.

Представленные в статье результаты исследований получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России № 8.5577.2017/8.9 на выполнение проекта по теме “Исследование шумовых характеристик и пульсаций микросхем мобильных источников вторичного электропитания”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lee B.S. Understanding the Terms and Definitions of LDO Voltage Regulators. Application Report SLVA079. Dallas: Texas Instruments Inc., 1999. 13 p. <http://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>.
2. Improved Power-Supply Rejection for Linear Regulators. Tutorial 883. San Jose: Maxim Integrated Productions Inc., 2002. <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/883>.
3. Pithadia S., Lester S., Verma A. LDO PSRR Measurement Simplified. Application Report SLAA414. Dallas: Texas Instruments Inc., 2009. 5 p. <http://www.ti.com/lit/an/slaa414a/slaa414a.pdf>.
4. Pithadia S., Verma A. LDO Noise Demystified. Application Report SLAA412. Dallas: Texas Instruments Inc., 2009. 5 p. <http://www.ti.com/lit/an/slaa412a/slaa412a.pdf>.
5. ГОСТ 26949-86. Микросхемы интегральные. Методы измерения электрических параметров непрерывных стабилизаторов напряжения. М.: Изд-во стандартов, 1986.
6. LM317 3-Terminal Adjustable Regulator // Texas Instruments SLVS044V—September 1997 — Revised February 2016. Dallas: Texas Instrum. Inc., 2016. 32 p. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>.
7. LM317L-N 3-Terminal Adjustable Regulator // Texas Instruments SNVS775J—March 2000 — Revised March 2013. Dallas: Texas Instrum. Inc., 2013. 27 p. <https://www.promelec.ru/pdf/lm317l-n-ns.pdf>.
8. Новаченко И.В., Петухов В.М., Блудов И.П., Юровский А.В. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. М.: КУБК-а, 1996.
9. Rice J., Sandler S. // Analog Application J. 2013. 4Q. P. 19. <http://www.ti.com/lit/an/slyt547/slyt547.pdf>.