

**Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт проблем проектирования в микроэлектронике
Российской академии наук (ИППМ РАН)**

Библиотека схемотехнических решений

**Схемотехника компенсационных стабилизаторов напряжения с малой
динамической ошибкой для систем на кристалле, не содержащих
конденсаторов большой емкости**

**Прокопенко Н.Н., prokopenko@sssu.ru
Самойлов Л.К., lksamoilov@sfedu.ru
Игнашин А.А., igan_96@mail.ru
Дворников О.В., oleg_dvornikov@tut.by
Бугакова А.В., annabugakova.1992@mail.ru
Пахомов И.В., ilyavpakhomov@gmail.com**

**Научно-исследовательская лаборатория проблем проектирования в
экстремальной микроэлектронике ИППМ РАН и Донского государственного
технического университета (г. Ростов-на-Дону)**

Проектирование систем на кристалле (СнК) и систем в корпусе (СК) является одним из векторов развития современной микроэлектроники. В этой связи достаточно актуальным является разработка систем электропитания СнК и СК, определяющих в ряде случаев геометрические размеры вычислительных и измерительных систем из-за наличия конденсатора большой емкости.

В настоящей публикации рассматриваются проблемы проектирования стабилизаторов напряжения для СнК и СК.

**1 Оптимизация цепей частотной коррекции в компенсационных
стабилизаторах напряжения**

Сегодня интеллектуальным источникам питания в системах на кристалле уделяется очень большое внимание, в том числе многими российскими микроэлектронными фирмами (ОАО «Миландр» и др.).

Квазилинейные и существенно нелинейные режимы работы компенсационных стабилизаторов напряжения (КСН) взаимосвязаны [1]. Однако после публикации [1] их совместному рассмотрению не уделялось достаточного внимания.

Большие импульсные изменения тока нагрузки КСН приводят, если не предусмотреть ряд схемотехнических мер, к динамической перегрузке его отдельных каскадов. При этом существенно ухудшаются параметры переходного процесса [2].

Типовой СН (рис. 1а) содержит регулирующий элемент (РЭ) с передаточной

функцией $W_2(p)$, делитель напряжения R_1, R_2 , усилитель сигнала рассогласования УСР с передаточной функцией $W_1(p)$, источник опорного напряжения U_0 . По такой структуре реализуется более 80% современных микросхем. Резисторы $R_{к1}$ и $R_{вых.РЭ}$ моделируют эквивалентные выходные сопротивления в узлах Σ_1, Σ_n .

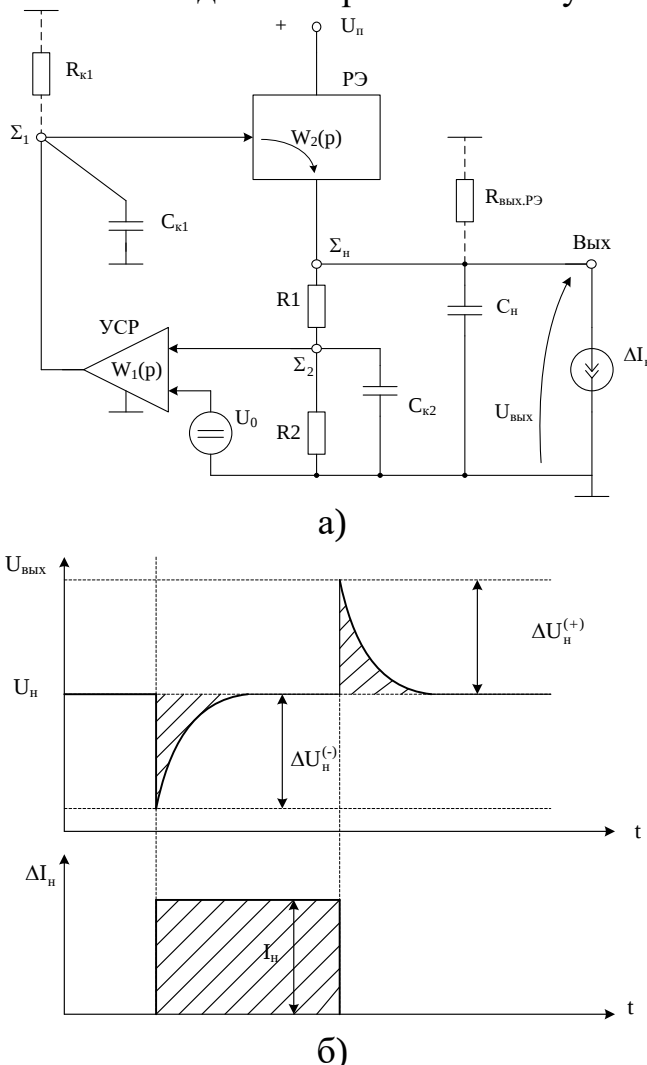


Рис. 1. Классический компенсационный стабилизатор напряжения с тремя цепями коррекции (а) и переходные процессы при импульсных токах нагрузки (б)

УСР может быть инвертирующим и неинвертирующим, в зависимости от того, какой используется РЭ – с эмиттерным (низкое выходное сопротивление) или с коллекторным (высокое выходное сопротивление) выходом силового транзистора. Как правило, УСР и РЭ – нелинейные звенья, что существенно сказывается на переходных процессах.

Для обеспечения устойчивости КСН рис. 1 в схеме могут использоваться три основных варианта RC коррекции – включение конденсатора C_n или $C_{к2}$ или $C_{к1}$ или и то и другое вместе. Однако при этом существенно отличаются динамические параметры КСН при набросе и сбросе тока нагрузки (рис. 1б). Как правило, величина выброса напряжения ΔU_n задается для конкретной микросхемы КСН при конкретном скачке тока нагрузки.

Место включения одного или нескольких корректирующих конденсаторов очень сильно влияет на переходные процессы, особенно в нелинейных режимах РЭ

и УСР. Наиболее популярно включение C_H на выход, но габариты C_H при этом могут оказаться большими из-за малого $R_{\text{вых.РЭ}}$, что недопустимо для систем на кристалле. Кроме этого, во многих случаях большой C_H имеет паразитную индуктивность, что также увеличивает броски выходного напряжения.

При включении только C_{K2} или C_{K1} емкость конденсатора, обеспечивающего устойчивость на малом сигнале, и, следовательно, его габариты, может быть небольшой. Однако, при этом увеличиваются броски выходного напряжения при импульсных токах нагрузки, особенно с коллекторным выходом РЭ.

Постановка задачи первого уровня – обеспечить минимизацию суммарной емкости (т.е. габаритов) корректирующих конденсаторов C_{K1} , C_H или C_{K2} для стабилизаторов в системах на кристалле, при которой будут реализованы заданные значения ΔU_H при заданных скачках тока нагрузки ΔI_H . При этом передаточные функции $W1(p)$ и $W2(p)$ могут иметь первый порядок. В первом приближении их можно также считать безынерционными звеньями.

Постановка задачи второго уровня - обеспечить минимизацию суммарной емкости корректирующих конденсаторов C_{K1} , C_H или C_{K2} , при которой будут реализованы заданные значения ΔU_H при заданных скачках тока нагрузки ΔI_H в нелинейных режимах работы регулирующего элемента и УСР. При этом передаточные функции $W1(p)$ и $W2(p)$ могут иметь первый порядок.

2 Динамические параметры компенсационных стабилизаторов напряжения в линейных и нелинейных режимах

2.1 Квазилинейный режим

Время установления переходного процесса ($t_{\text{уст}}$) для заданной зоны ошибки ($m_{\text{уст}}$) и относительная величина выброса выходного напряжения СН (σ) при отсутствии отсечки РЭ и типовых вариантов коррекции АЧХ, существенно зависит от частоты среза ($\tau_{\text{ср}}$) ЛАЧХ петлевого усиления (T_U) КСН (рис. 2 – рис. 5), точек включения корректирующего конденсатора C_K (коэффициента $a_K=1-100$), соотношения постоянной времени C_K с $\tau_{\text{ср}}$ и постоянной времени цепи нагрузки τ_H (коэффициенты $a_B=0-20$, $a_H=0-10^4$).

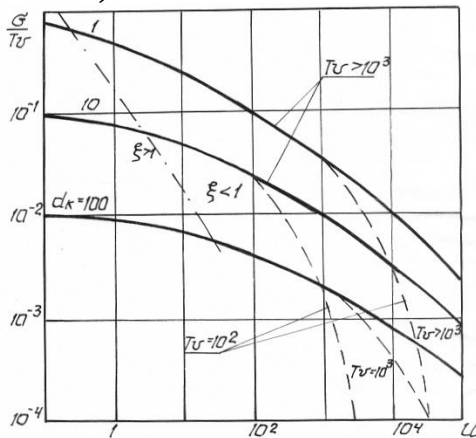


Рис. 2. Зависимости $\sigma/T_U = F_1(a_H, a_K)$ при $a_B=0$

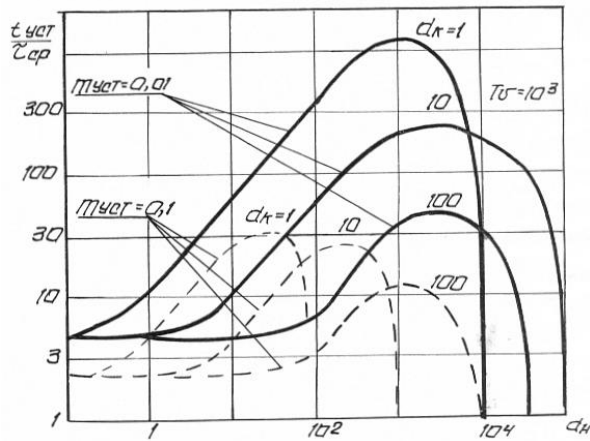


Рис. 3. Зависимости $t_{уст}/\tau_{ср}=F_2(a_n, a_k)$ при $a_B=0$

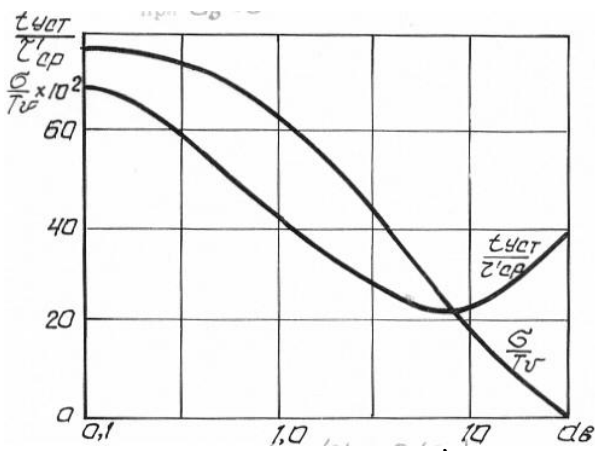


Рис. 4. Зависимости $t_{уст}/\tau_{ср}=F_3(a_B)$, $\sigma/T_U=F_4(a_B)$ при $a_n=300$

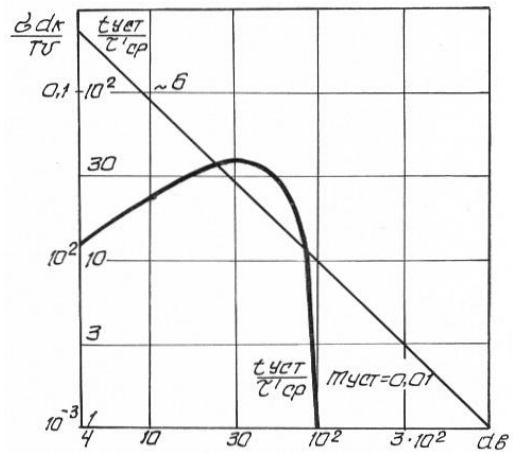


Рис. 5. Зависимости $\sigma a_k/T_U=F_5(a_B)$ и $t_{уст}/\tau_{ср}=F_6(a_B)$ при $a_B = a_n/a_k$

В [3,4] разработаны рекомендации по включению более 10 вариантов корректирующих цепей в КСН с разными структурами и значениями коэффициентов T_U , $t_{уст}$, $m_{уст}$, σ , $\tau_{ср}$, a_k , a_B , a_n . Установлено, что при заданных величинах $m_{уст}$, $t_{уст}$, σ наиболее эффективными схемотехническими методами уменьшения массогабаритных показателей КСН является рациональный выбор способов коррекции АЧХ, при которых $a_k \gg 1$. Полученные расчетные соотношения показывают, что путем рационального выбора параметров коррекции и режимов коммутации нагрузки в ряде случаев удастся обеспечить требуемое качество переходных процессов в КСН, не прибегая к активной нелинейной коррекции. Данные рекомендации внедрены в ПО «Тор» (г. Москва) при разработке РТМ по применению микросхем серии K142.

2.2 Нелинейный режим работы РЭ

Показано [1], что существенно нелинейные режимы работы при скачках тока I_n возникают в большинстве современных КСН из-за динамической перегрузки РЭ. В этом случае время установления переходного процесса ($t_{уст}$), который носит колебательный характер (рис. 19), может в сотни раз превышать $t_{уст}$

квазилинейного режима [5].

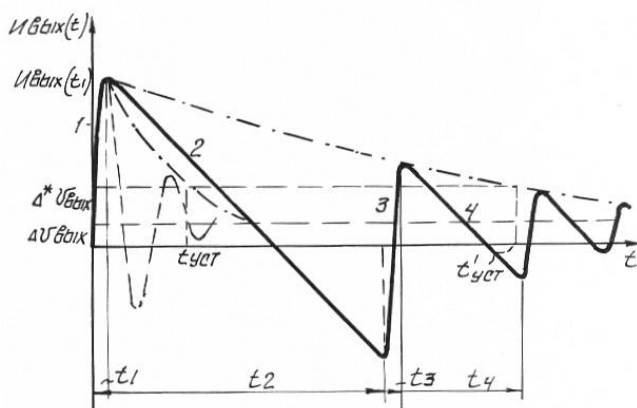


Рис. 6. Переходный процесс на выходе компенсационного КСН при перегрузке РЭ

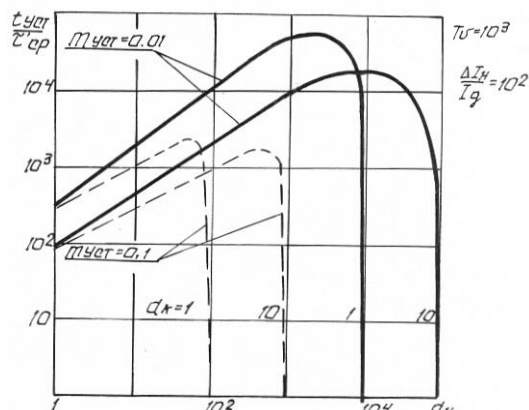


Рис. 7. Зависимость $t_{уст}/\tau_{ср} = F_7(a_n, a_k)$ при $a_B = 0$ для нелинейного режима работы РЭ

Существенное влияние на переходный процесс (рис. 6) оказывает соотношение емкостей нагрузки C_n и корректирующего конденсатора C_k (коэффициент a_n), а также относительная величина скачка тока I_n и минимального тока РЭ (I_d). Полученные в [5] результаты позволяют обеспечить синтез линейных корректирующих цепей КСН в нелинейном режиме работы РЭ.

2.3 Динамическая перегрузка усилителя сигнала рассогласования

Установлено [2], что нелинейный режим работы УСР проявляется в КСН при реализации его РЭ по схеме с коллекторным выходом и использовании типовых вариантов частотной коррекции [5]. Проведена оценка влияния коэффициента перегрузки b_n УСР [2] на основные параметры переходного процесса КСН (рис. 8) – на время первого наибольшего выброса (t_B), а также на время установления переходного процесса $t_{уст}$ в зависимости от коэффициента a_n . Так, для $a_n = 0$ и малых зон динамической ошибки $m_{уст}$ при перегрузке УСР время установления переходного процесса в десятки раз превышает $t_{уст}$, рассчитанное для линейного режима работы:

$$\frac{t_{уст}}{t_{уст}} = b_n \frac{1 - m_{уст}}{\ln \left(\frac{1}{m_{уст}} \right)}$$

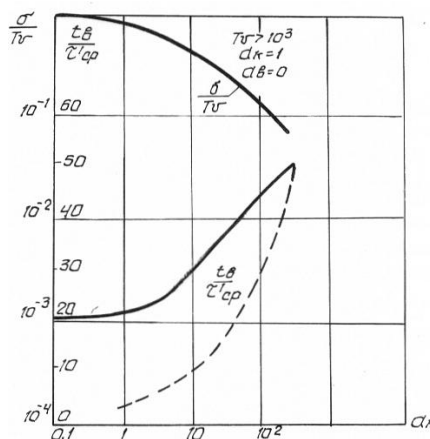


Рис. 8. Зависимости $\sigma/T_U = F_8(a_n)$ и $t_B/\tau_{ср} = F_9(a_n)$ при перегрузке УСР

В случае выбора больших значений C_k или жестких требований на массогабаритные показатели КСН [5] малый диапазон активной работы УСР становится основной причиной ухудшения (в 10-100 раз) динамических параметров КСН. Решение этой проблемы возможно за счет введения НКЦ [5,6].

2.4 Способы нелинейной коррекции функциональных узлов стабилизаторов напряжения

Все возможные варианты включения НКЦ в типовом компенсационном стабилизаторе показаны на обобщенной схеме рис. 9 [5].

Нелинейная корректирующая цепь НКЦ2 включается при отсечке регулирующего элемента. Управляющими координатами НКЦ2 $\lambda_1 \dots \lambda_k$ являются токи и напряжения на выводах запирающего активного элемента РЭ. НКЦ1 форсирует процессы заряда конденсатора нагрузки C_n .

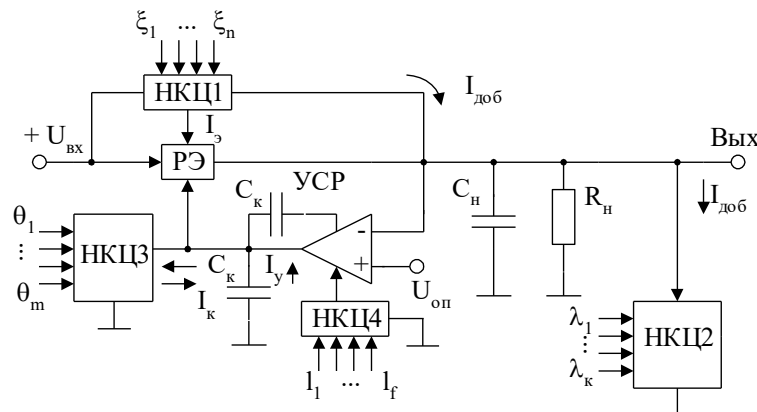


Рис. 9. Обобщенная структурная схема последовательного КСН с НКЦ

Если динамические параметры КСН определяются процессом заряда – разряда корректирующего конденсатора C_k , то цепи нелинейной коррекции могут подключаться к перегружающимся каскадам УСР (НКЦ4) или к его выходу УСР (НКЦ3). Управляющими координатами данных НКЦ могут быть токи и напряжения транзисторов, связанных с C_k .

2.5 Переходные процессы в стабилизаторах напряжения с нелинейной коррекцией регулирующего элемента

В стабилизаторе напряжения (рис. 10) цепь нелинейной коррекции НКЦ форсирует процесс разряда (заряда) конденсатора C_n в зависимости от координат состояния РЭ.

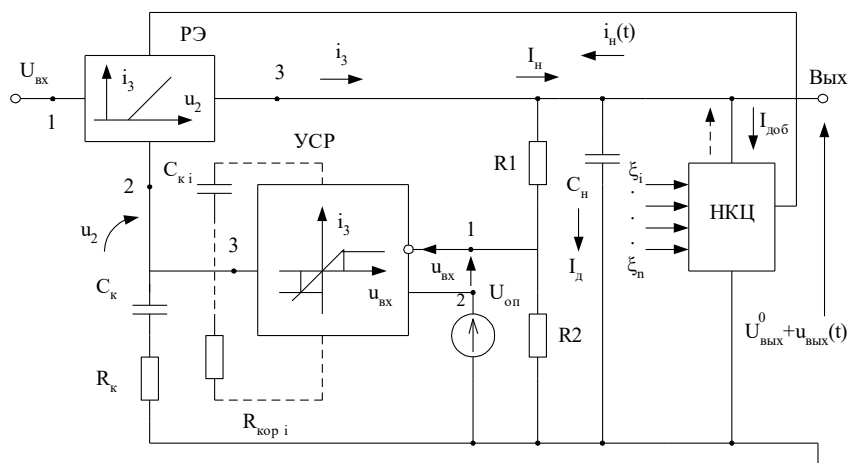


Рис. 10. Частная функциональная схема КСН с цепью нелинейной коррекции регулирующего элемента

В переходном процессе выходного напряжения КСН с НКЦ (рис. 11, кривая "а") можно выделить нечетные (1, 3) и четные участки (2, 4), которые соответствуют его существенно нелинейному динамическому режиму работы [1]. Принцип действия НКЦ заключается в том, что при отсечке РЭ в активный режим входят транзисторы этой цепи, осуществляя перезаряд C_n . Кривая "б" соответствует переходному процессу в КСН с НКЦ.

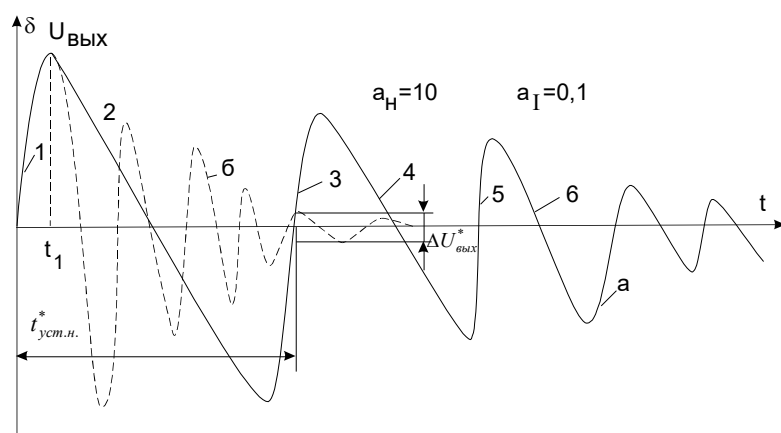


Рис. 11. Переходный процесс выходного напряжения КСН без НКЦ (а) и с НКЦ (б)

Выражения, полученные в [1], описывающие характер изменения выходного напряжения КСН и относительное время переходного процесса на первом, четных и нечетных участках, сведены в таблицы 1-2, где

$$\omega_k = a_k / 2a_n \tau_{cp} \sqrt{4a_n / a_k - 1}; \quad a_{вых2} = R_{вых.p.2} / R_{вых.p.};$$

$R_{вых.p.2}$ -выходное сопротивление разомкнутого КСН при РЭ, находящемся в отсечке; $I_{доб}$ -добавочный ток, формирующийся НКЦ в случае отсечки РЭ на четных участках переходного процесса.

Таблица 1 - Относительное изменение выходного напряжения КСН

Номер участка	$\delta U_{\text{вблх}}(t)$
1	2
1	$\delta U_{\text{вблх1}}(t) = \frac{2}{a_{\text{к}} \sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}} \left[\exp\left(-\frac{\omega_{\text{к}} t}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}\right) \right] \sin \omega_{\text{к}} t$
$2n$	$\delta U_{\text{вблх2n}}(t) = \delta U_{\text{вблх2n-1}} t_{(2n-1)} \exp\left(\frac{1}{a_{\text{вблх2}}} \times \frac{2\omega_{\text{к}} t}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}\right) -$ $- \frac{I_{\text{доб}}}{\Delta I_{\text{н}}} a_{\text{вблх2}} \left[1 - \exp\left(\frac{1}{a_{\text{вблх2}}} \frac{2\omega_{\text{к}} t}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}\right) \right]$
$2n+1$	$\delta U_{\text{вблх2n+1}}(t) =$ $= - \left[\delta U_{\text{вблх2n}} t_{(2n)} \frac{1}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}} \sin \omega_{\text{к}} t + \delta U_{\text{вблх2n}} t_{(2n)} \times \cos \omega_{\text{к}} t \right] \exp\left(\frac{-\omega_{\text{к}} t}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}\right)$

Таблица 2 - Относительная длительность участков переходного процесса КСН

Номер участка	$t_{ij}/\tau_{\text{ср}}$
1	$\frac{t_1}{\tau_{\text{ср}}} = \frac{2a_{\text{н}}}{a_{\text{к}} \sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}} (\pi - \arctg \sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1})$
$2n$	$\frac{t_{2n}}{\tau_{\text{ср}}} = 2a_{\text{н}} \frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{доб}}} \delta U_{\text{вблх2n}} \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}\right)$
$2n+1$	$\frac{t_{2n+1}}{\tau_{\text{ср}}} = \frac{2a_{\text{н}}}{a_{\text{к}}} \frac{\pi}{\sqrt{4a_{\text{н}}/a_{\text{к}} - 1}}$

На рис. 12 приведены зависимости наибольшего выброса $\delta U_{\text{вблх}}(t_{\text{эл}})$ и относительного времени установления $t_{\text{уст.н}}/t_{\text{уст}}$ переходного процесса КСН в нелинейном режиме от коэффициентов $a_{\text{н}}$ и $a_{\text{л}} = I_{\text{доб}}/I_{\text{н}}$ при различных $a_{\text{к}}$. Анализ полученных номограмм позволяет сделать вывод о целесообразности выбора значений $C_{\text{н}}$, обеспечивающих $a_{\text{н}} \gg 10^2 \dots 10^3$ в случае, если к КСН предъявляются повышенные требования к величине максимального выброса выходного напряжения. Такие значения $C_{\text{н}}$ соответствуют колебательному характеру переходного процесса КСН. Наиболее эффективно влияние НКЦ на участках с $a_{\text{л}} = 10^{-2} \dots 10^{-1}$, поскольку время установления с этом случае уменьшается прямо пропорционально увеличению $I_{\text{доб}}$. В указанном диапазоне значений $a_{\text{л}}$ увеличение $I_{\text{доб}}$ в десять раз уменьшает время установления почти на

порядок, тогда как при больших значениях a_I такое же увеличение тока разряда сокращает $t_{уст.н}$ всего в 2-3 раза.

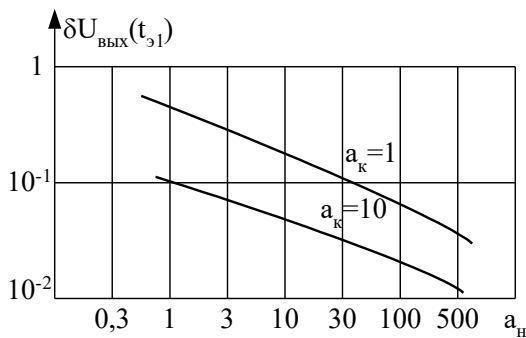


Рис. 12. Зависимости наибольшего выброса выходного напряжения КСН от коэффициента a_n

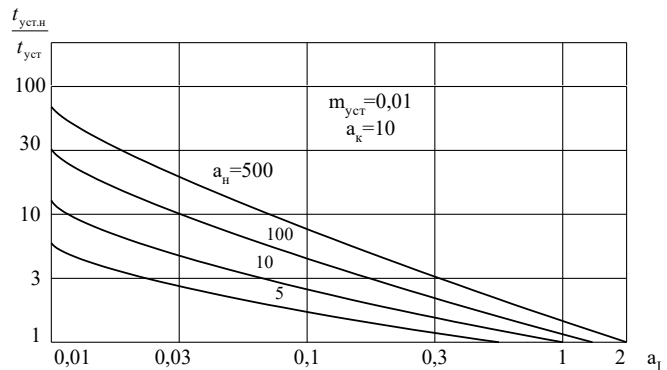


Рис. 13. Зависимости времени установления переходного процесса КСН с НКЦ от относительного тока перезаряда $C_n(a_I)$

Полученные результаты анализа переходных процессов позволяют провести выбор параметров НКЦ и существенно улучшить динамические свойства КСН в режиме импульсных изменений тока нагрузки.

3 Организация цепей питания СФ блоков на печатных платах и в системах на кристалле

Современные информационно-управляющие системы (ИУС) имеют достаточно сложную систему питания, которая определяется как потребителями питающего напряжения, так и источниками энергии.

Сеть переменного напряжения, которая является источником энергии, в соответствие с международными и отечественными стандартами устанавливает требования на влияние системы питания на сеть. Мощная система питания должна обеспечить требуемый по стандарту коэффициент мощности, величина которого гарантирует разрешенную величину гармоник потребляемого от сети тока. В связи с этим система питания должна иметь после входного выпрямителя так называемый корректор коэффициента мощности (ККМ).

Для сети переменного напряжения в 220В оптимальная схема ККМ выдает на своем выходе постоянное напряжение около 380В. Это напряжение не изолировано от сети 220В, поэтому следующей ступенью системы питания должен быть импульсный DC-DC источник, который имеет в своем составе изолирующий трансформатор.

Импульсный принцип работы (широтно-импульсная модуляция) DC-DC источника требует наличия на выходе трансформатора и низкочастотного LC фильтра, что затрудняет размещение импульсного DC-DC источника на печатной плате и делает невозможной установку его в системе на кристалле (СнК).

Таким образом, использовать постоянное выходное напряжение ККМ путем одношагового понижения напряжения с помощью импульсных DC-DC

преобразователей для питания конечных устройств можно, но, как показывает практика, нерационально. Логичней выглядит четырехступенчатая система питания, структурная схема которой приведена на рис. 14.

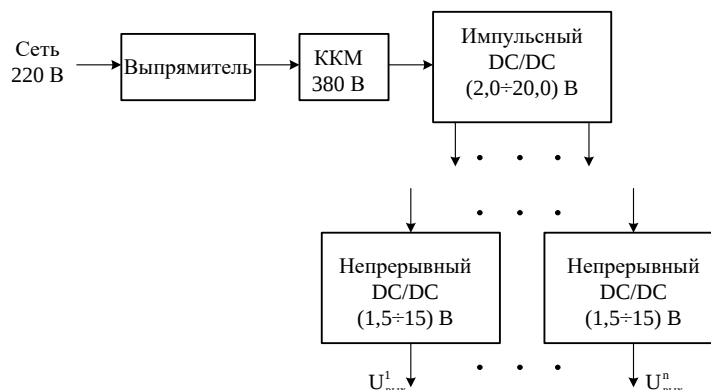


Рис. 14. Структурная схема четырехступенчатой системы питания

Как видно из рис. 14, итоговое снижение напряжения ККМ до стандартных напряжений электронной компонентной базы (1,5В; 3,0В; 3,3В; 5,0В; 10,0В; 15,0В) происходит с помощью непрерывных стабилизаторов напряжения, т.к. принцип их работы не связан с использованием трансформаторов и катушек индуктивности. Но выходные электролитические конденсаторы остаются.

Выходные непрерывные DC-DC источники системы питания, изображенной на рис. 14, работают в облегченном режиме, т. к. на их входах напряжение стабильно. Это позволяет максимально приблизить входное напряжение DC/DC источника к выходному и уменьшить мощность, рассеиваемую DC-DC источником. В результате появился целый класс DC-DC источников, при проектировании которых задавалась главная цель: обеспечить нормальную работу при минимальном падении напряжения между входом и выходом (Low Drop Out - LDO).

Следует заметить, что источники типа LDO мало отличаются от обычных непрерывных источников, т.к. разработчики, приступая к проектированию схемы стабилизатора, всегда задаются целью уменьшить падение напряжения между входом и выходом источника до минимального значения.

Как отмечалось выше, для нормальной работы LDO источников необходимы выходные электролитические конденсаторы, что создает проблемы при их размещении на СМК и в ряде случаев на печатных платах.

Естественным продолжением развития систем питания является появление DC/DC источников типа LDO, которые не требуют для своей работы электролитических конденсаторов большой емкости. В итоге была поставлена задача разработать DC/DC источник типа LDO, который не требовал бы вообще постановки выходного конденсатора. Такие источники получили название «безконденсаторные - NOCAP».

В дальнейших частях настоящей работы рассматриваются особенности схемных решений источников питания этих двух типов: LDO и NOCAP.

В работе Lee B. S. [7] для характеристики процессов в LDO стабилизаторах

предложены термины и их определения. Судя по ссылкам на работу, она принята специалистами в этой области. Ниже кратко даются основные характеристики LDO стабилизаторов, предложенные в [7], которые понадобятся при рассмотрении данной темы.

На рис. 15 приведена обобщенная структурная схема непрерывного (линейного) стабилизатора.

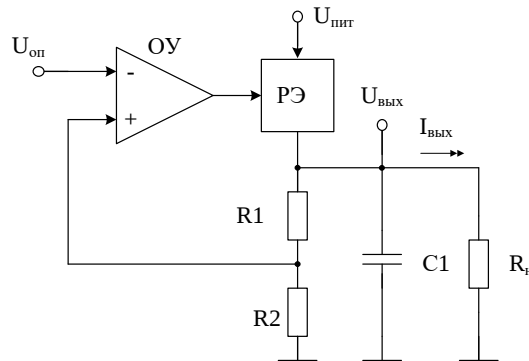


Рис. 15. Обобщенная структурная схема непрерывного (линейного) стабилизатора

На входе ОУ происходит сравнение опорного напряжения ($U_{\text{оп}} \rightarrow V_{\text{ref}}$) с выходным ($U_{\text{вых}} \rightarrow V_o$).

На регулирующем элементе (РЭ) происходит падение напряжения. Величина этого напряжения $U_{\text{РЭ}} \rightarrow V_{\text{dropout}}$ равна разности:

$$U_{\text{РЭ}} = U_{\text{пит}} - U_{\text{вых}}. \quad (1)$$

Выходное напряжение удовлетворяет условию:

$$U_{\text{пит}} > U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (2)$$

Выходная характеристика стабилизатора. Эффект стабилизации можно оценить по выходной характеристике стабилизатора (рис. 16):

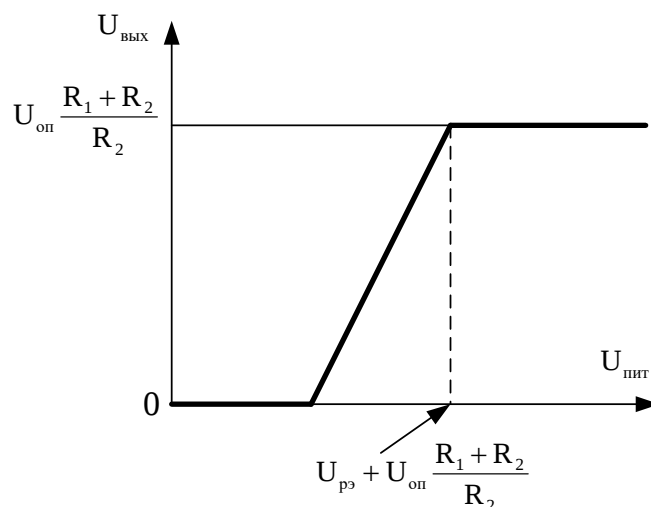


Рис. 16. Выходная характеристика линейного стабилизатора

Ниже обращается внимание на ошибку, допущенную в работе [7], в которой

пороговое напряжение стабилизатора обозначается как $U_{pэ}$ (смотри рис. 17 из [7]).

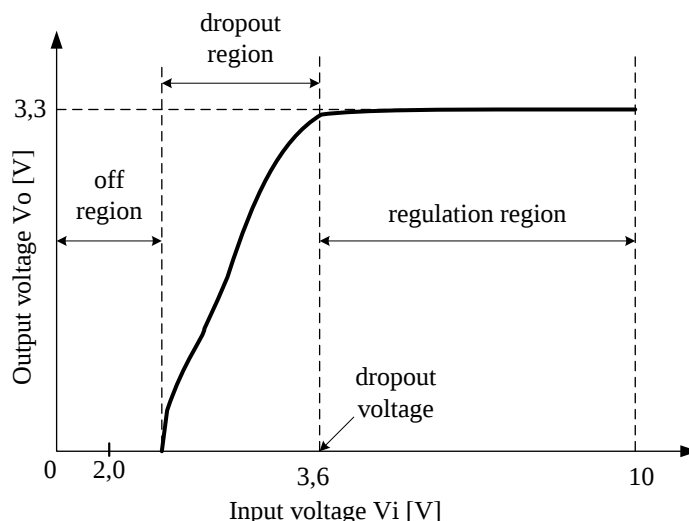


Рис. 17. Рисунок из [8], в котором принято ошибочное обозначение «dropout voltage»

Стабилизатор может носить имя «LDO» если величина $U_{pэ}$ будет небольшой. Обычно это значение лежит в пределах 100 - 200mV.

Обратим внимание, что нестабильность напряжения питания $U_{пит} \rightarrow V_i$ ухудшает этот показатель, т. к. условие (2) должно выполняться при минимуме напряжения питания ($U_{пит}^{мин}$):

$$U_{пит}^{мин} > U_{вых} = U_{оп} \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (3)$$

В тоже самое время напряжение $U_{pэ}$ (1) должно оцениваться при максимальном значении напряжения питания ($U_{пит}^{max}$).

Если на стабилизатор типа LDO возложить задачу стабилизации выходного напряжения при больших колебаниях входного, то никакого «малого падения напряжения» не получится.

Токовая переходная характеристика стабилизатора. Ток нагрузки часто изменяется скачком от нуля до максимальной величины.

При этом фиксируется амплитуда изменения выходного напряжения и длительность переходного процесса при конкретных емкостях конденсаторов на выходе.

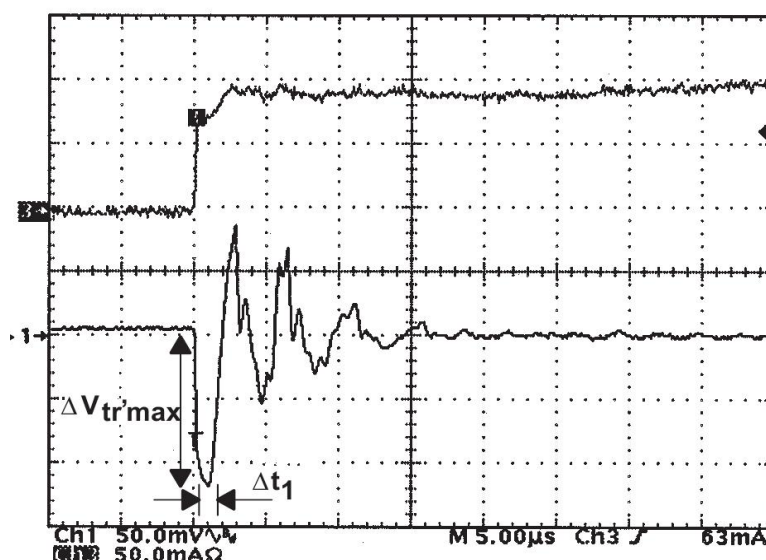


Рис. 18. Временные диаграммы, поясняющие характеристику «токовая переходная характеристика»

На этом рисунке амплитуда изменения $U_{\text{ВЫХ}} = 120\text{mV}$, а длительность переходного процесса 18 мкс.

Проходная характеристика по напряжению (рис. 19).

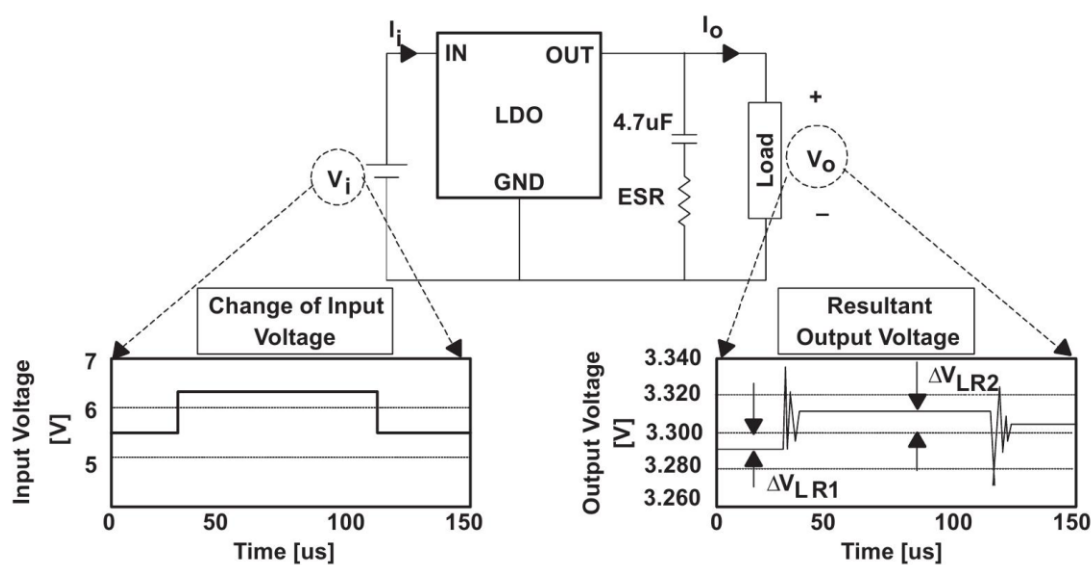


Рис. 19. Временные диаграммы, поясняющие проходную характеристику по напряжению

Эта характеристика определяет реакцию выходного напряжения стабилизатора на скачкообразное изменение напряжения на входе.

Коэффициент прохождения высокочастотной составляющей со входа на выход.

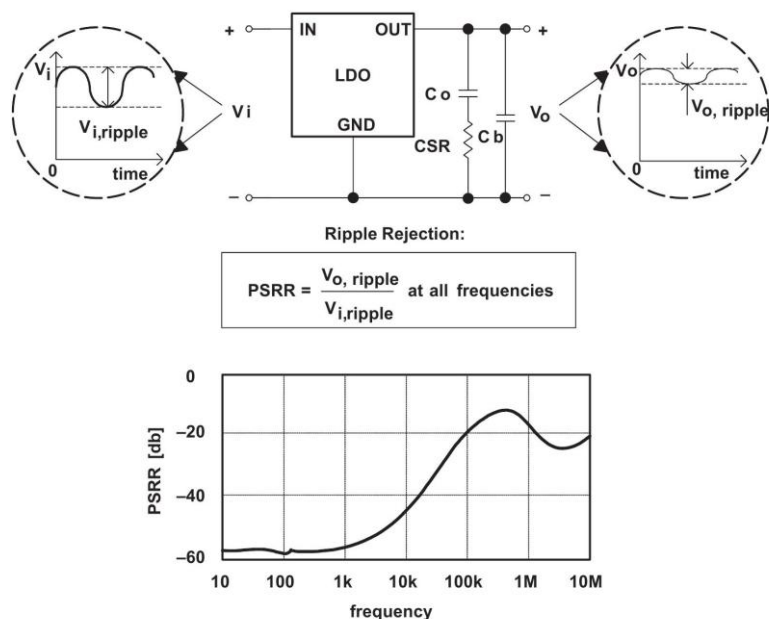


Рис. 20. Рисунок, поясняющий определение коэффициента прохождения высокочастотной составляющей со входа КСН на выход

В данном параметре фиксируется уменьшение амплитуды шума на всех частотах.

Выпускаемые промышленностью современные LDO- стабилизаторы можно условно разделить на несколько групп в соответствии с их параметрами и областью применения:

- типовые с фиксированным и регулируемым выходным напряжением;
- экономичные (с малым статическим током);
- со сверхмалым (Ultra LDO — 200 мВ и менее) падением напряжения;
- прецизионные с точностью установки выходного напряжения выше 1%;
- быстродействующие (с быстрым откликом);
- многоканальные (сдвоенные и т.д.);
- специализированные с дополнительными сервисными функциями.

Такие сервисные устройства как схемы защиты от перегрузки по току и перегрева, а также схемы отключения нагрузки при повышении и понижении выходного напряжения стабилизатора, в настоящее время являются стандартными и используются в большинстве LDO.

У стабилизаторов, предназначенных для работы в устройствах с батарейным питанием, делается защита по входу от переплюсовки и значительного превышения входного напряжения при неправильном подключении элементов питания.

Ряд микросхем имеет управляющий вход On/O (Shutdown) установки дежурного режима (Sleep Mode), в котором отключается выходное напряжение и существенно снижается ток потребления.

Во многих современных типах LDO введена и защита от протекания обратного тока (Reverse Bias Protected). Этот нежелательный эффект возникает при

резком падении напряжения на входе до нуля и его сохранении на выходе за счет конденсатора.

В стабилизаторе с биполярными регулируемыми транзисторами ток в этом случае начнет протекать через р-п-переход от выхода к входу. Защита от протекания обратного тока в этом режиме реализована за счет введения дополнительного транзистора, который принудительно разряжает выходную емкость стабилизатора при уменьшении входного напряжения ниже порога.

4 Линейные стабилизаторы типа Low Drop Out (LDO)

Как отмечалось ранее, непрерывные (линейные) стабилизаторы типа LDO с точки зрения схемотехники мало отличаются от обычных непрерывных стабилизаторов. Их отличие чаще всего заключается в выборе входящих компонентов и режимов их работы.

Анализ статей, посвященных разработкам или оценке качества стабилизаторов типа LDO [9-31] показывает, что исследования проводятся в трех направлениях:

- выбор типа транзистора регулирующего элемента и схемы его включения;
- модернизация цепи обратной связи аналогового типа;
- разработка цифро-аналоговых вариантов обратной связи.

Выбор типа транзистора регулирующего элемента и схемы его включения. В работах рассматриваются практически все возможные варианты транзисторов: р-п-р; п-р-п; PMOS; NMOS. С технологической точки зрения чаще всего рассматриваются транзисторы PMOS; NMOS.

Однако, при выходных напряжениях в 5-10В возможно применение р-п-р транзисторов. В качестве примера на рис. 21 приведена структурная схема LDO стабилизатора с использованием в качестве РЭ р-п-р транзисторов.

Схема рис. 21 обеспечивает $U_{PЭ}$ менее 0,4В при выходных напряжениях 5 – 28В.

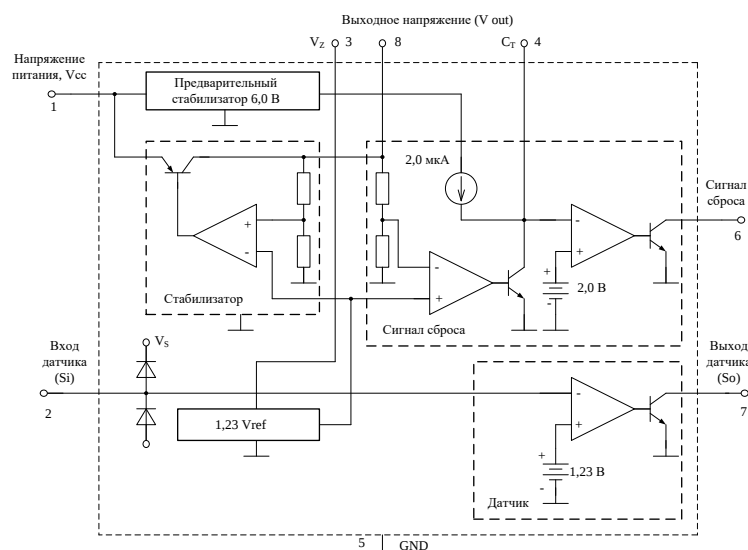


Рис. 21. Структурная схема LDO стабилизатора NCV4949A с использованием в качестве РЭ р-п-р транзисторов

22: MOS транзисторы могут иметь две схемы включения, приведенные на рис.

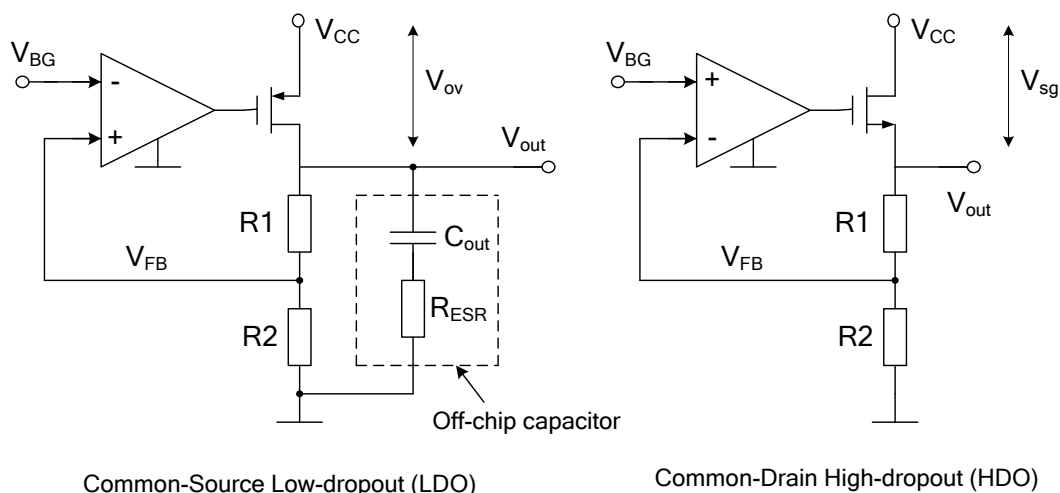


Рис. 22. Структурные схемы стабилизаторов с двумя вариантами включения регулирующего транзистора

На правой схеме транзистор РЭ включен в режиме повторителя и выходное напряжение такого стабилизатора меньше, чем в левой схеме, а значит падение напряжения на РЭ ($U_{PЭ}$) будет больше.

В работе [32] предлагается правую схему стабилизатора из рис. 22 называть «схема с высоким падением напряжения или High drop out (HDO)».

В статьях [9, 17] предлагается не сбрасывать со счетов схему типа HDO, т.к. стабилизаторы на её основе обладают целым рядом преимуществ по сравнению с LDO:

- источник питания работает стабильно без фильтрующего конденсатора на выходе;
- схема имеет меньшее выходное сопротивление.

Но главное преимущество стабилизаторов типа LDO, состоящее в низком падении напряжения на РЭ, сделало их доминирующими и в дальнейшем рассматриваются только стабилизаторы с левой схемой включения (рис. 22).

Модернизация цепи обратной связи аналогового типа. Для улучшения основных характеристик стабилизаторов типа LDO чаще всего используют два приема:

- постановка дополнительного усилителя в цепь обратной связи;
- использование до трех усилителей сигнала рассогласования.

Постановка дополнительного усилителя в цепь обратной связи [28-31] улучшает основные характеристики стабилизаторов (рис. 18, рис.19, рис.20). На рис. 23 показана структурная схема стабилизатора с дополнительным усилителем.

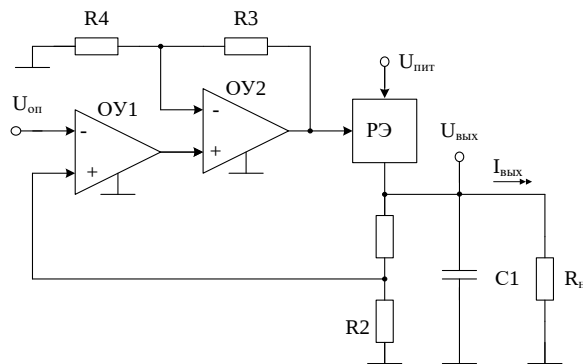


Рис. 23. Структурная схема стабилизатора с дополнительным усилителем

В работах [28-30] рассматриваются схемы стабилизаторов этого типа. В качестве примера на рис. 24 приведена структурная схема стабилизатора LDO типа с двухкаскадным дополнительным усилителем.

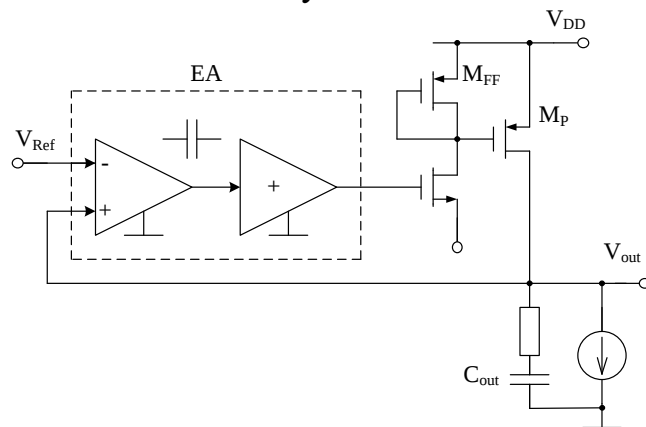


Рис. 24. Структурная схема стабилизатора LDO типа с двухкаскадным дополнительным усилителем

Постановка дополнительных усилителей позволяет существенно улучшить основные статические характеристики стабилизаторов, однако усложняет частотную коррекцию.

Хорошие результаты получаются при использовании трех ОУ в цепи обратной связи [33-35] (рис. 25).

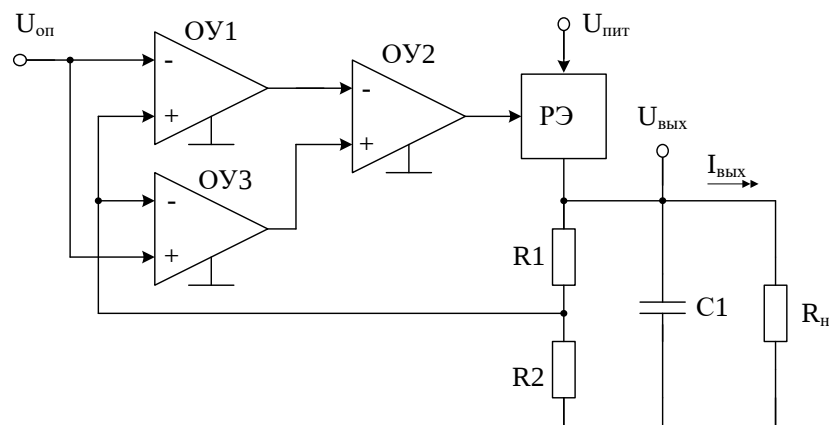


Рис. 25. Структурная схема стабилизатора LDO типа с тремя усилителями

Цифро-аналоговые варианты устройств обратной связи. При построении LDO стабилизаторов могут быть использованы цифро-аналоговые методы получения сигнала обратной связи [36-38].

Структурная схема стабилизатора LDO типа с цифро-аналоговой обратной связью приведена на рис. 26.

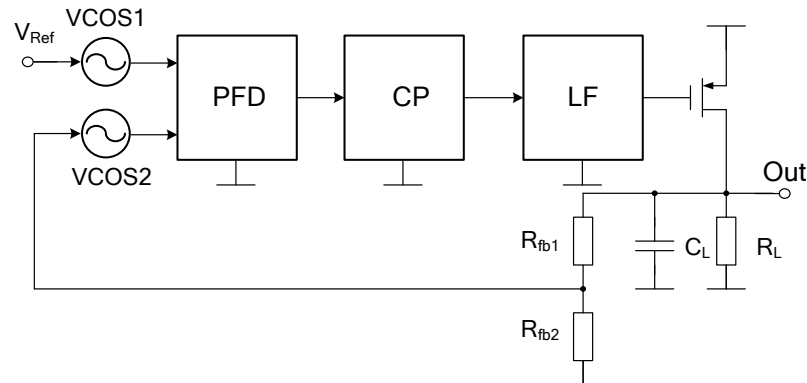


Рис. 26. Структурная схема стабилизатора LDO типа с цифро-аналоговой обратной связью

В стабилизаторе рис. 26 имеются два преобразователя напряжение-частота (VCOs-1 и VCOS-2), на один из которых подается опорное напряжение V_{ref} , а на второй – выходное напряжение. На выходах VCOs-1 и VCOS-2 будут прямоугольные импульсы со скважностью 2, частота которых пропорциональна входному напряжению. На частотно-фазовом детекторе (PFD) происходит сравнение этих импульсов и вырабатывается импульсный сигнал ошибки (PWM).

После преобразования импульсов сигнала ошибки в ток (CP) и низкочастотной фильтрации (LF) получается аналоговый сигнал управления, который подается на затвор регулирующего транзистора.

Отмечая преимущества предлагаемого метода управления процессом стабилизации, такие как уменьшение влияния дрейфа и смещения нуля ОУ, уменьшения уровня шума, авторы приводят результаты моделирования, которые показывают сравнительно высокие уровни падения напряжения на РЭ (300 – 400 мВ). Данные решения находятся в стадии разработки.

5 LDO стабилизаторы напряжения типа NoCap

Все рассматриваемые в разделах 1, 2 линейные стабилизаторы имели выходной конденсатор C_H , в задачу которого входила фильтрация высокочастотных выбросов выходного напряжения.

Природа этих выбросов имеет три составляющие:

- усилитель ошибки не успевает отработать резкие изменения входного и выходного напряжения (рис. 18, рис. 19);
- высокочастотные сигналы входного напряжения проходят на выход стабилизатора (рис. 20);

- в стабилизаторе возникают колебания за счет положительной обратной связи через паразитные конденсаторы.

В возникновении паразитных колебаний принимает участие и сам выходной конденсатор C_H , который ставится с целью уменьшения выбросов. Этот конденсатор имеет сопротивление ESR, участвующее в создании высокочастотной положительной обратной связи, которая в ряде случаев может приводить к возникновению паразитных колебаний.

Электrolитический конденсатор C_H имеет большие размеры, не может быть изготовлен в технологическом цикле производства полупроводниковых приборов и поэтому представляет большую проблему при его установке даже на печатную плату, не говоря уже о системе на кристалле (SnK).

Разработка стабилизаторов типа NoCap, которые стоят на четвертом уровне систем питания ИУС (рис. 14) и не имеют выходных электролитических конденсаторов большой емкости, является важной схемной и технологической задачей.

Но эту задачу создания без «конденсаторных» стабилизаторов не стоит понимать буквально. Анализ литературных источников говорит о том, что на практике на выходе стабилизаторов всегда стоит некоторый конденсатор. И чем больше его емкость, тем это лучше для системы. Это может быть пленочный конденсатор в сотни пФ или навесной безиндукционный танталовый конденсатор в 0,5 мкФ.

Уменьшить величину емкости выходного конденсатора стабилизатора можно путем расширения полосы пропускания контура обратной связи и устранения паразитных цепей положительной обратной связи.

Для расширения полосы пропускания используются современные высокочастотные транзисторы и корректирующие цепи, которые расширяют полосу пропускания контура обратной связи.

В литературе, посвященной анализу и проектированию NoCap стабилизаторов, этот прием обозначают как «компенсация Миллера» [13, 39, 34, 35, 40, 25, 41].

На структурной схеме рис. 27 показаны цепи обратной связи, осуществляющие компенсацию влияния паразитных элементов двухкаскадного усилителя сигнала ошибки (конденсаторы C_{m1} и C_{m2}).

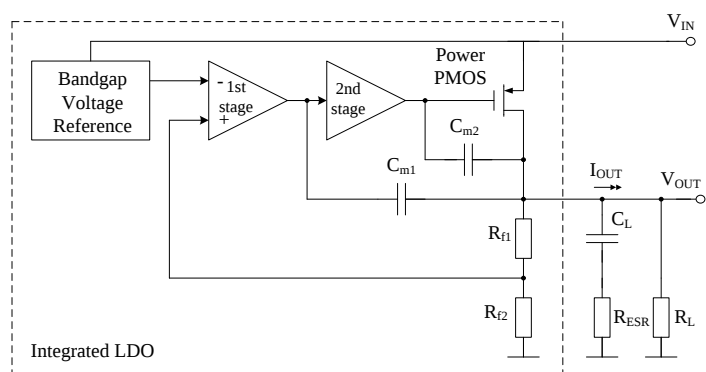


Рис. 27. Структурная схема LDO стабилизатора с цепями обратной связи для компенсации влияния паразитных элементов

На принципиальной схеме LDO стабилизатора с двухкаскадным усилителем (рис. 28) показаны два конденсатора, C_{C1} и C_{C2} , образующие цепи компенсации.

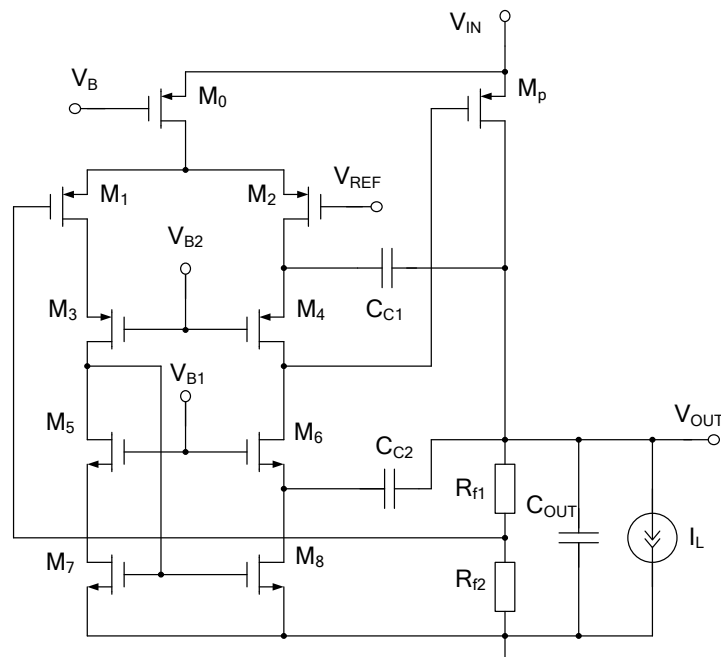


Рис. 28. Принципиальная схема LDO стабилизатора с двухкаскадным усилителем и двумя компенсирующими конденсаторами C_{C1} и C_{C2}

Для оценки эффективности процесса компенсации приведем результаты моделирования схемы LDO стабилизатора с двухкаскадной обратной связью, принципиальная схема которого изображена на рис. 29 [42].

Обратная связь осуществляется с помощью конденсаторов C_{12} и C_{13} .

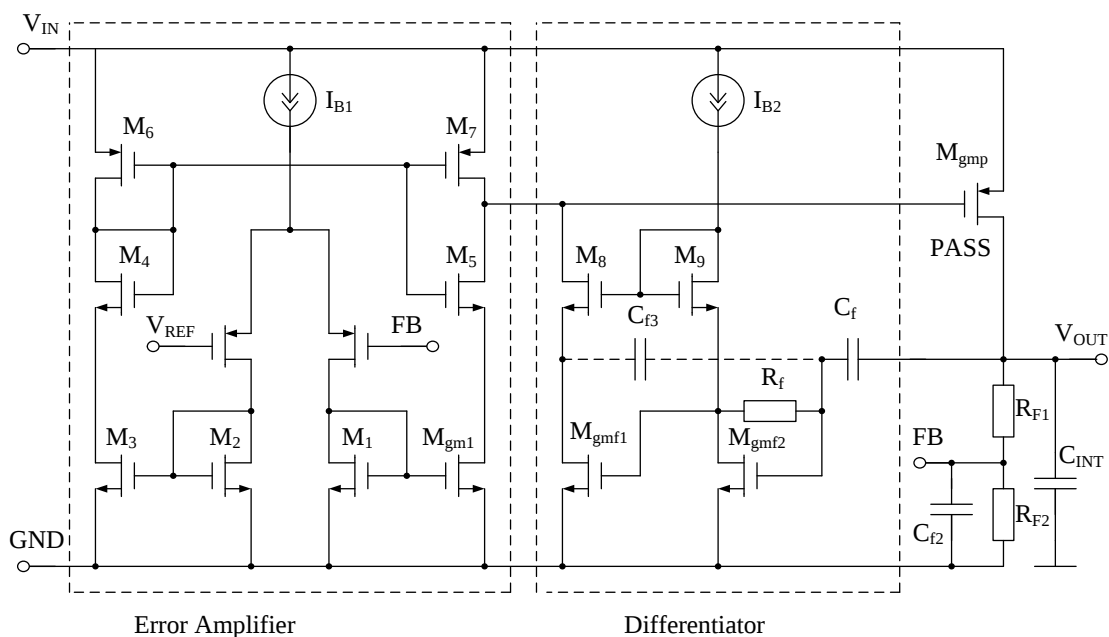


Рис. 29. Принципиальная схема LDO стабилизатора с двухкаскадной обратной связью и цепями коррекции

В результате моделирования были получены временные диаграммы выходного напряжения стабилизатора с высокочастотными сигналами помехи при коммутации тока нагрузки от 0 до 50mA с частотой 50кГц.

На рис. 30 приведены временные диаграммы без конденсаторов обратной связи, а на рис. 31 приведены временные диаграммы с конденсаторами.

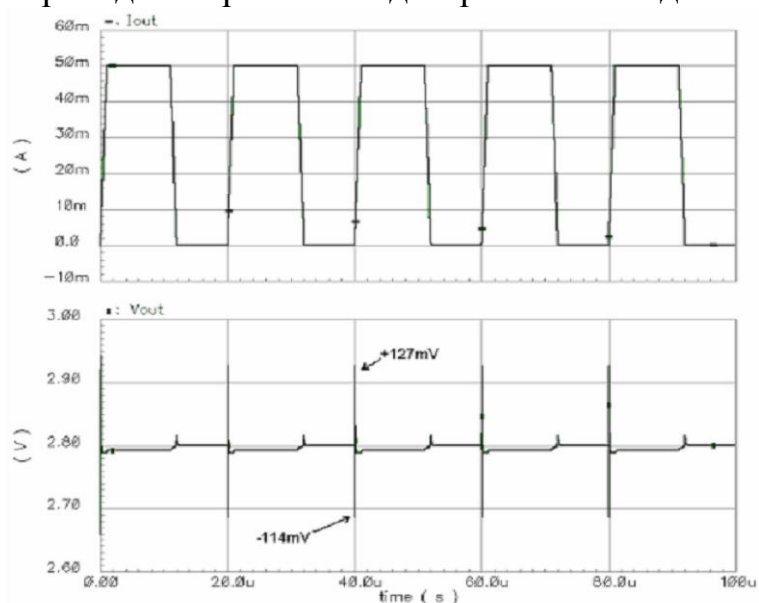


Рис. 30. Временные диаграммы выходного напряжения (нижняя диаграмма) и тока нагрузки (верхняя диаграмма) без конденсаторов C_{12} и C_{13}

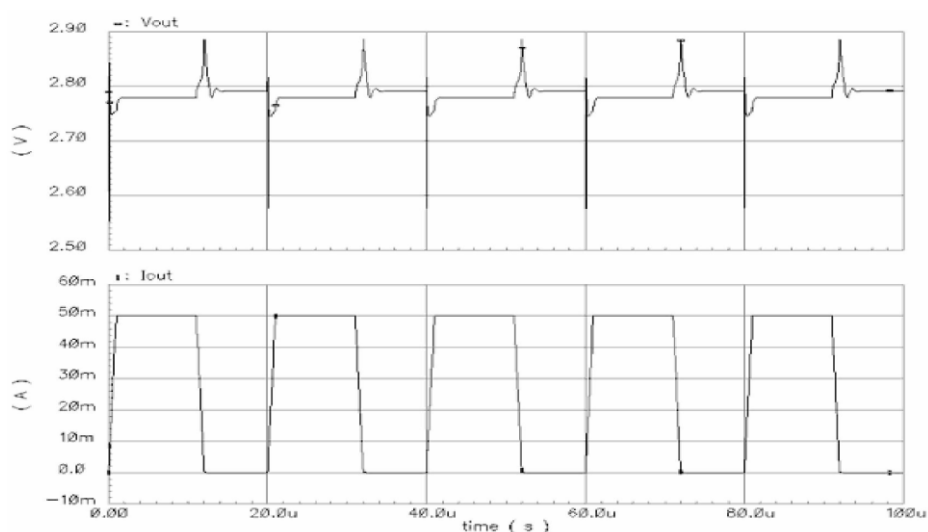


Рис. 31. Временные диаграммы тока нагрузки (нижняя диаграмма) и выходного напряжения (верхняя диаграмма) с конденсаторами C_{12} и C_{13}

Как видно из этих диаграмм, пульсации выходного напряжения уменьшились с 130 mV до 20 mV.

Величины емкостей конденсаторов были в пределах единиц пФ: $C_{12}=1\text{пФ}$; $C_{13}=2\text{пФ}$; $C_f=1\text{пФ}$. Емкость выходного конденсатора $C_{\text{INT}}=100\text{ пФ}$.

6 Каталог схем прототипов интегральных стабилизаторов типа NoCap

Отечественные микросхемы стабилизаторов классифицируются только как LDO стабилизаторы. Ниже в таблице 3 приводится перечень отечественных стабилизаторов LDO типа [43].

Таблица 3 - Перечень отечественных стабилизаторов LDO типа

Тип	Аналог
K1156EH35B	L4925
K1156EH2	
K1156EH4	PQ30RV
K1156EH5	LM2931T
K1156EH6xx	CS5201x
K1156EP1x	AP432
K1156EP2П	PQ30RV1/2
K(Ф)1158EH301A,Б	LP2930
K(Ф)1158EH501A,Б	LP2930
K1235EH3АП	IL2931AZ
1278EH1.5АП	UR133A1.5V-A
1278EH1.8БП	IRU1117-18C
1278EH2.5АП	UR133A2.5V-A
1278EH3.3АП	UR133A3.3V-A
1278EH5ГП	CS5203-5
1303EH1.8П	MIC39500
1309EH1.2T	SC4215

Ниже для примера приводятся характеристики отечественной микросхемы 1303EH1 (таблица 4).

Таблица 4 - Основные характеристики отечественной микросхемы 1303EH1

Основные параметры				
Тип	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Код маркировки
1303EH1, 8П	2,5-16	1,8±3%	0,01-5	EH1,8
1303EH2.5П	3,2-16	2,5±3%		EH2,5
1303EH3.3П	4-16	3,3±3%		EH3.3
1303EH5H	5,8-16	5±3%		EH5

В настоящее время имеется достаточно широкий набор импортных микросхем LDO стабилизаторов типа NoCap. Перечисление всех микросхем всех зарубежных производителей нецелесообразно. В разделе будут подробно рассмотрены LDO стабилизаторы типа NoCap компании ON Semiconductor [44].

Таблица 5 - Универсальные LDO-стабилизаторы компании ON Semiconductor CAT6221

Фиксированное выходное напряжение					
80 мА	100 мА	120 мА	150мА	200мА	300мА
MC33761	L4949	MC78FC	CAT6217	NCP584	CAT6218

MC78LC NCP502 NCP512 NCP553 NCP562 NCP563		LM2931 LP2950 LP2951 NCP612 NCP662 NCP663			MC78PC NCP3985 NCP400 NCP500 NCP511 NCP5426 NCP551 NCP561 NCP582 NCP583 NCP600 NCP623 NCP629 NCP698 NCP699	NCP700	MC33275 MC33375 NCP2860 NCP585 NCP603	
500mA		800mA		1000mA	2000mA	3000mA		
CAT6219 NCP3335 NCP5500 NCP5501 NCP605 NCP606		MC33269 MC34268		NCP1117 NCP1117LP NCP5661 NCP690 NCP691 NCP692	NCP5662	CS5253 NCP5663 NCP5666 NCP5667 NCP630		
Регулируемое выходное напряжение								
100 mA	150 mA	300mA	500mA	800mA	1000mA	1500mA	2000mA	3000mA
LM2931 LP2951	NCP600	NCP2860 NCP603	CAT6219 NCP3334 NCP3335 NCP5500 NCP605 NCP606	MC33260	NCP1117 NCP1117LP NCP5661 NCP690 NCP691 NCP692	NCP1086 NCP565	NCP566 2	CS5253 NCP5663 NCP630
Несколько выходов								
два				три			Пять	
MC33762 NCP4672 NCP5504 NCP590				NCP4523			MC33765	

Приведем характеристики некоторых микросхем.

Серия NCP552, NCP553, NCV553. Эта серия стабилизаторов напряжения NoCar с фиксированным напряжением предназначена для приборов с батарейным питанием, для которых важен малый ток покоя. Выходной ток стабилизатора составляет –80 мА, а ток покоя — всего 2,8 мкА. В качестве проходного элемента используется мощный транзистор PMOS. Имеется защита от перегрева. Основное достоинство этих устройств в том, что для обеспечения устойчивой работы стабилизатора достаточно установки недорогой керамической емкости на выходе. Стабилизатор может работать и без выходного конденсатора. На входе стабилизатора рекомендуется установить керамическую емкость на 1 мкФ, а на выходе для устойчивости достаточно поставить керамический конденсатор на 0,1 мкФ. Микросхема выполнена в субминиатюрном корпусе для поверхностного монтажа типа SC-82 АВ. Она поставляется в версиях с фиксированными выходными напряжениями: 1,5; 1,8; 2,5; 2,7; 2,8; 3,0; 3,3 и 5,0 В. Возможны и заказные исполнения. Дискретность установки напряжения для заказных версий

составляет 100 мВ.

5,0-В LDO-стабилизатор NCV4949A с формирователем сигнала ReSet и датчиком входного напряжения. Микросхема NCV4949A стабилизатора LDO на 5 В имеет дополнительные функции, такие как формирование сигнала сброса для микроконтроллера и пороговый датчик входного напряжения.

Микросхема предназначена для формирования питания встроенных микроконтроллерных бортовых систем, в частности, автомобильных.

Основные параметры:

- диапазон входных напряжений: 5,0...28 В;
- броски напряжения: до 40 В;
- высокоточное выходное напряжение: 5,0 В 1%;
- нагрузочная способность: до 100 мА;
- падение напряжения на стабилизаторе: менее 0,4 В;
- схема формирования сигнала сброса по изменению выходного напряжения;
- программируемая задержка импульса сброса;
- компаратор низкого входного напряжения;
- схема защиты от перегрева и КЗ на выходе.

Стабилизатор NCV8508B с дополнительными функциями RESET, Wakeup, Watchdog. Микросхема NCV8508B имеет исполнения с выходным напряжением 5,0 и 3,3 В. Это микромощный прецизионный LDO-стабилизатор на ток 250 мА.

Логика управления микропроцессора включает сигналы сброса RESET (с задержкой), инициализации (Wakeup) и сторожевой таймер (Watchdog). Функция Wakeup пробуждает микропроцессор из режима Sleep. Сигнал Wakeup формируется по таймеру Watchdog. При нормальной работе микропроцессор производит регулярный сброс сторожевого таймера по входу WDI. Сигнал RESET формируется при уменьшении выходного напряжения ниже 1,0 В. Сигнал RESET активируется и при начальном включении питания. Задержка включения регулируется внешним резистором Rdelay. Ток покоя микросхемы: – 100мкА. Применение: модули управления двигателем, электротранспорт.

Основные параметры:

- выходное напряжение: версии 5,0 и 3,3 В;
- точность выходного напряжения: $\pm 3,0\%$;
- выходной ток: 250 мА;
- ток покоя не зависит от нагрузки: 100 мкА;
- защита: от перегрева, короткого замыкания, бросков входного напряжения до 45 В.

Микросхема NCv8537 с функцией Power Good. Микросхема LDO-стабилизатора NCV8537 обеспечивает выходной ток 500 мА. Она является модификацией микросхемы NCV8535. В данной модификации добавлена дополнительная сервисная функция — выходной сигнал Power Good пороговой схемы мониторинга выходного напряжения.

Если напряжение становится ниже порога, на выходе PG появляется низкий логический уровень.

Диапазон входных напряжений: 2,9...12 В.

Микросхема доступна в исполнениях с выходными напряжениями 1,8; 2,5; 3,3; 5,0 В, а также с регулировкой выходного напряжения.

Области применения:

- сетевые телекоммуникационные устройства, DSL/кабельные модемы;
- аудиосистемы для автомобильных приложений;
- навигационные системы;
- спутниковые ресиверы.

Двухканальный 3,3-В микромощный стабилизатор CS8363 с формирователями сигналов ENABLE и RESET. Второй канал стабилизатора обеспечивает питание периферийных устройств, подключаемых к микроконтроллеру. Напряжение на выходе этого канала регулируется.

Включение канала питания производится по сигналу ENABLE, формируемому микроконтроллером.

Двухканальный NCP4672 стабилизатор с формированием сигналов сброса. NCP4672 имеет два детектора для фиксации напряжения на входе и выходе стабилизатора, что позволяет формировать требуемую последовательность подключения питания для микросхем, в которых используется несколько разных источников напряжения, например, для питания ядра и периферии.

На входах и выходах стабилизатора можно устанавливать недорогие керамические конденсаторы емкостью 0,1 и 4,7 мкФ.

Трехканальный CMOS Ldo NCP4523 для питания ВЧ-модулей. Стабилизаторы серии NCP4523 являются многоканальными стабилизаторами с различными напряжениями на выходе и высокой нагрузочной способностью.

Токи выходов: 200; 100; 100 мА.

Эта серия характеризуется низким уровнем шума выходных сигналов, низким собственным потреблением, высокой степенью подавления импульсных помех.

Каждый из трех отдельных модулей содержит свой источник опорного напряжения и резистивный делитель для установки уровня выходного напряжения.

Каждый канал имеет защиту от короткого замыкания на выходе и вход разрешения.

Установка резистивных делителей производится лазерной подгонкой в процессе производства.

Области применения:

- питание сотовых телефонов GSM, CDMA и систем персональной связи;
- питание видеокамер, цифровых камер;
- питание батарейных приборов.

Пятиканальный LDO MC33765. Микросхема MC33765 имеет пять независимых каналов LDO-стабилизаторов напряжения с ультранизким уровнем выходного шума. Корпус TSSOP-16 предназначен для поверхностного монтажа.

Выходные напряжения для всех каналов стабилизаторов MC33765 одинаковые, 2,8 В. Нагрузочная способность по току — различная, до 150 мА (4-й канал).

Падение напряжение составляет около 0,11 В для максимального тока. Очень низкий ток покоя (5,0 мкА в состоянии OFF и 130 мкА — в ON). Канал 3 имеет очень малый уровень выходного шума. Этот канал можно использовать для питания схемных модулей, чувствительных к уровню шума на шине питания.

Для всех каналов реализована защита от короткого замыкания на выходах, имеется также защита от перегрева кристалла. Каждый канал имеет свой сигнал управления активным состоянием.

Сигнал Shutdown — общий для всех каналов.

Диапазон входных напряжений: 3,0...5,3 В (три батареи с максимальным напряжением до 1,8 В) и до 3,0 В.

LDO-стабилизаторы серии NCp4587x с тремя режимами микропотребления. Микросхемы серии NCP4587x ориентированы на сектор мобильных устройств с батарейным питанием и сверх малым энергопотреблением. В данной микросхеме добавлены новые функции для более эффективного управления энергопотреблением.

Микросхема имеет три режима энергопотребления: дежурный (спящий) режим Standby 0,1 мкА; малого потребления — 1,0 мкА; номинального потребления — 55 мкА.

Диапазон потреблений в различных режимах составляет почти три порядка. Имеется и возможность внешнего управления режимами.

Основные параметры:

- выходной ток: 150 мА;
- диапазон входных напряжений: 1,4...5,25 В;
- диапазон выходных напряжений: 0,8...4,0 В (возможна заводская установка любого напряжения в этом диапазоне с шагом 0,1 В);
- падение напряжения: 120 мВ при 150 мА ($V_{out} > 2,6$ В);
- точность установки выходного напряжений: 1%

LDO-стабилизатор CAT6217 со сверхнизким падением напряжения 90 мВ. Стабилизатор CAT6217 обеспечивает очень быстрое время реакции на изменение тока в нагрузке и малое время перехода в активный режим — 150 мкс. Малое время включения позволяет использовать дополнительный проходной конденсатор для уменьшения уровня выходных шумов.

CAT6217 предназначен для использования в батарейных приборах с питанием 2,3...5,5 В. Внутренняя блокировка отключает нагрузку при уменьшении напряжения ниже 2,1 В.

Точность установки выходного напряжения CAT6217 — около 1%. Стабильность работы обеспечивает керамический выходной конденсатор 1 мкФ.

Основные параметры:

- выходной ток: 150 мА;
- падение напряжения: 90 мВ при 150 мА;
- стабильность при установке керамического конденсатора 1 мкФ на выходе;
- внешний проходной конденсатор на 10 нФ для уменьшения шумов;
- низкий ток потребления в режиме Shutdown — менее 1 мкА;
- варианты исполнения по выходному напряжению на 1,5; 1,8; 2,5; 2,8; 2,85;

3,3 В.

Малошумящий LDO NCP508. Этот тип стабилизатора ориентирован на применения, в которых необходимо обеспечить высокий уровень фильтрации выходного напряжения, например, для ВЧ-подсистем мобильных связных устройств, а также систем с VCO и ФАПЧ.

Стабилизатор NCP508 обеспечивает выходной ток 50 мА, имеет малое время перехода в активное состояние и высокий уровень подавления пульсаций напряжения на выходе, защиту от КЗ на выходе и перегрева.

Регулирующий элемент — PMOS-транзистор.

На выходе достаточна установка только керамического конденсатора.

Основные параметры:

- уровень шумов: 39 мкВ (rms);
- уровень подавления пульсаций: 70 дБ на 1 кГц;
- падение напряжения: 140 мВ при токе 30 мА;
- время включения: 20 мкс.

NCP96x LDO-стабилизаторы на 1000 мА. Универсальный LDO-стабилизатор с током нагрузки 1 А использует в качестве регулирующего элемента полевой транзистор. Выпускается в трех модификациях: без сигнала подключения нагрузки (NCP960) и с наличием такого сигнала высокого (NCP961) и низкого (NCP962) уровней.

Отличительной особенностью является наличие транзистора (Active Discharge), подключающего выход схемы на землю для форсированного разряда выходного конденсатора при отключении нагрузки.

Имеются встроенные защиты: от перегрева кристалла и ограничение тока в нагрузке (защита от КЗ).

Проведенный в настоящем разделе анализ позволяет сделать ряд выводов.

Во - первых, LDO стабилизаторы влияют на структуру системы питания ИУС.

Линейные стабилизаторы типа NoCap всегда имеют структуру и режим работы стабилизатора типа LDO. Это накладывает определенные ограничения на структуру системы питания ИУС. В частности, структура системы питания (рис. 14), рассмотренная в начале раздела, должна быть дополнена еще одним уровнем.

Проведем логические рассуждения. Пусть система питания имеет стандартное выходное напряжение 1,5В.

Линейный стабилизатор типа LDO, чтобы соответствовать своему названию, должен иметь на входе напряжение $U_{вх} = 1,5В + U_{рз} \approx 1,7В$.

Тогда коэффициент трансформации трансформатора импульсного DC- DC третьего уровня (рис. 14) должен быть равен 223,52.

Учитывая высокие рабочие частоты ШИМ-контролеров импульсных источников питания, сделать трансформатор с таким большим и не кратным целому числу коэффициентом трансформации практически невозможно.

Это говорит о том, что в структуре перспективной системы питания должен быть ещё один уровень (рис. 32).

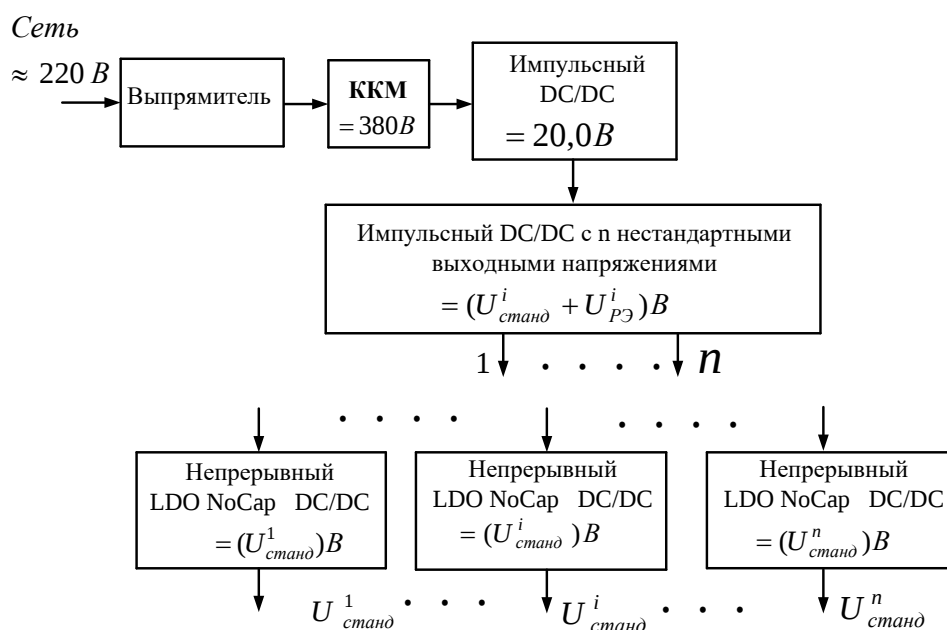


Рис. 32. Структурная схема пятиступенчатой системы питания

На этом уровне должен быть импульсный (обязательно!!) источник с нестандартным и с достаточно стабильным выходным напряжением.

Нестабильность стабилизатора дополнительного уровня или будет нарушать работу стабилизаторов LDO, или будет «выделяться» в виде тепла в LDO стабилизаторах.

Во вторых, NoCap стабилизаторы всегда имеют конденсаторы на выходе и входе. И чем больше емкости этих конденсаторов, тем лучше.

Имя «NoCap» относится к электролитическому типу конденсаторов, постановку которых удастся исключить с помощью схемных и конструктивных решений.

В третьих, NoCapLDO стабилизаторы, используемые в системах на кристалле, переходят из разряда микросхем в структуру БИС, что делает их схемные решения индивидуальными и часто недоступными для применения в других системах.

Прототипы LDO-стабилизаторов с цепями каскодной RC-компенсации провалов выходного напряжения

Ниже приводятся перспективные схемы частотной коррекции стабилизаторов напряжения, обеспечивающие уменьшение провалов выходного напряжения при импульсных токах нагрузки.

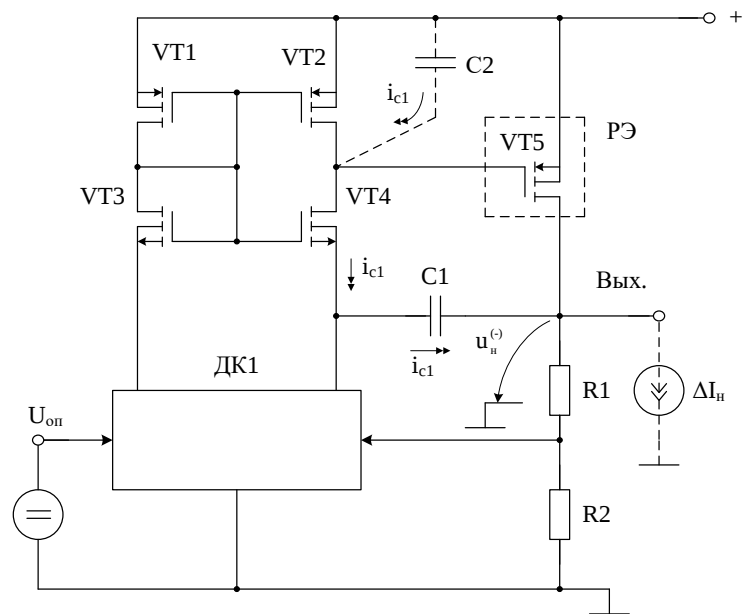


Рис. 33. Стабилизатор напряжения на КМОП транзисторах

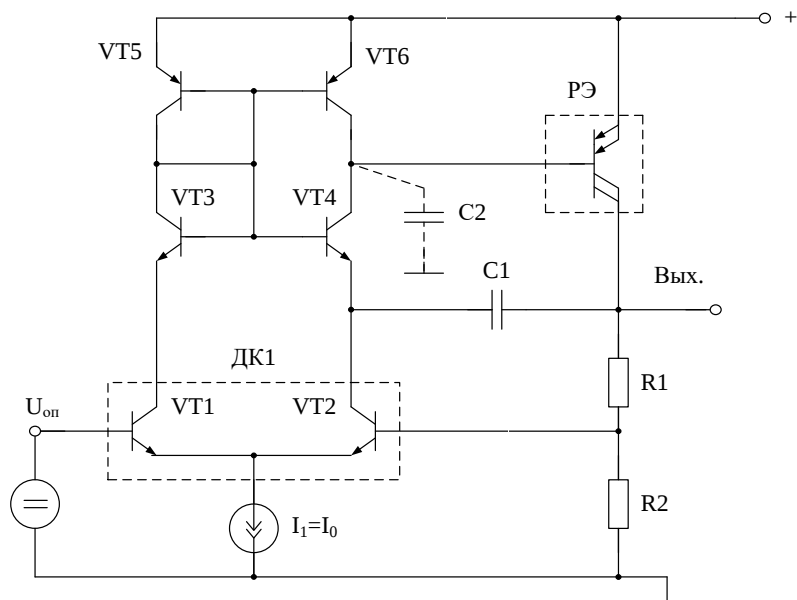


Рис. 34. Стабилизатор напряжения на биполярных транзисторах



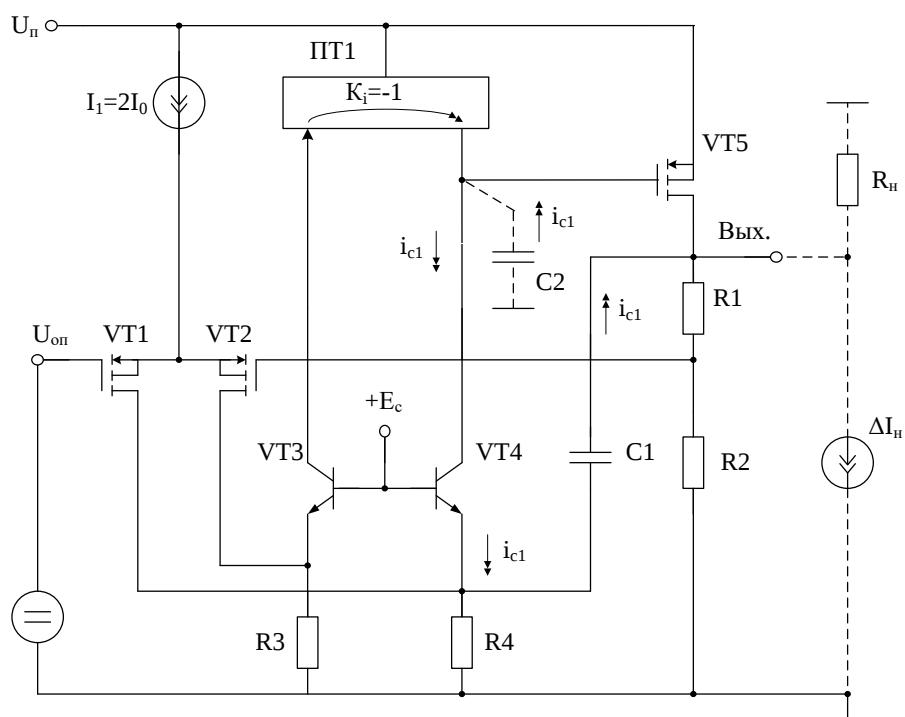


Рис. 37. Стабилизатор напряжения на основе «перегнутого» каскода

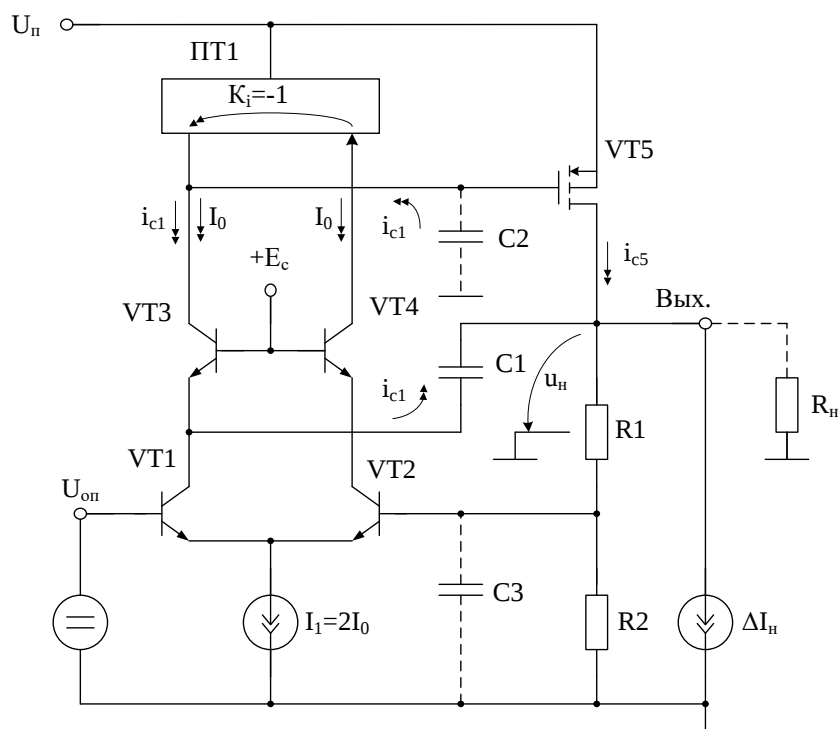


Рис. 38. Стабилизатор напряжения на основе классического каскодного ДК

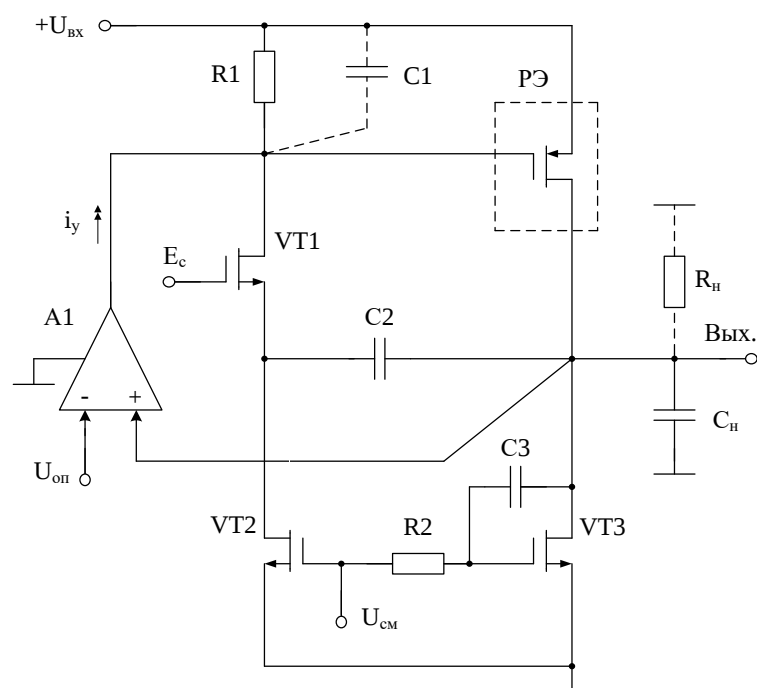


Рис. 39. Метод каскодной коррекции в стабилизаторе напряжения по патенту US 7.880.545

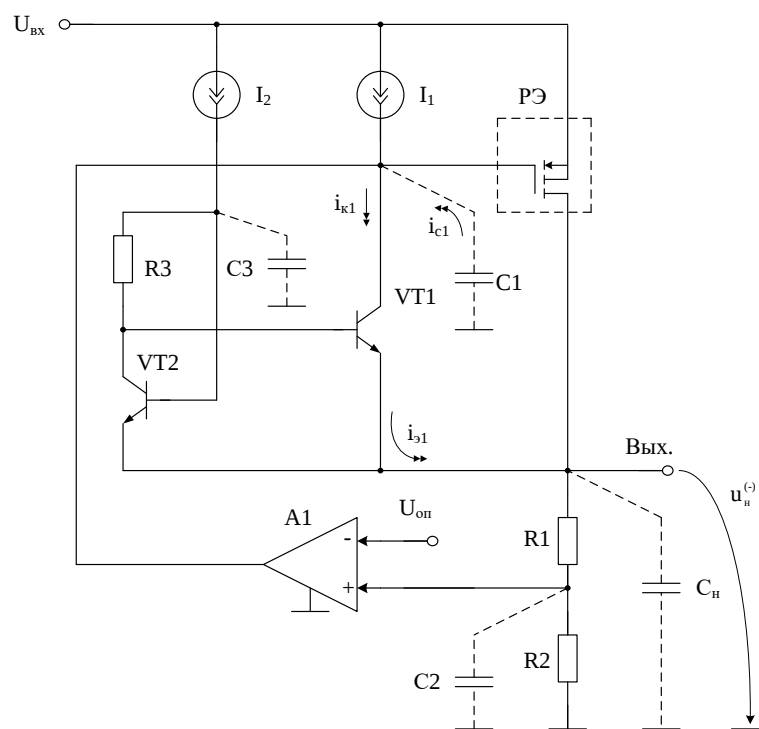


Рис. 40. Стабилизатор напряжения с КМОП регулирующим элементом

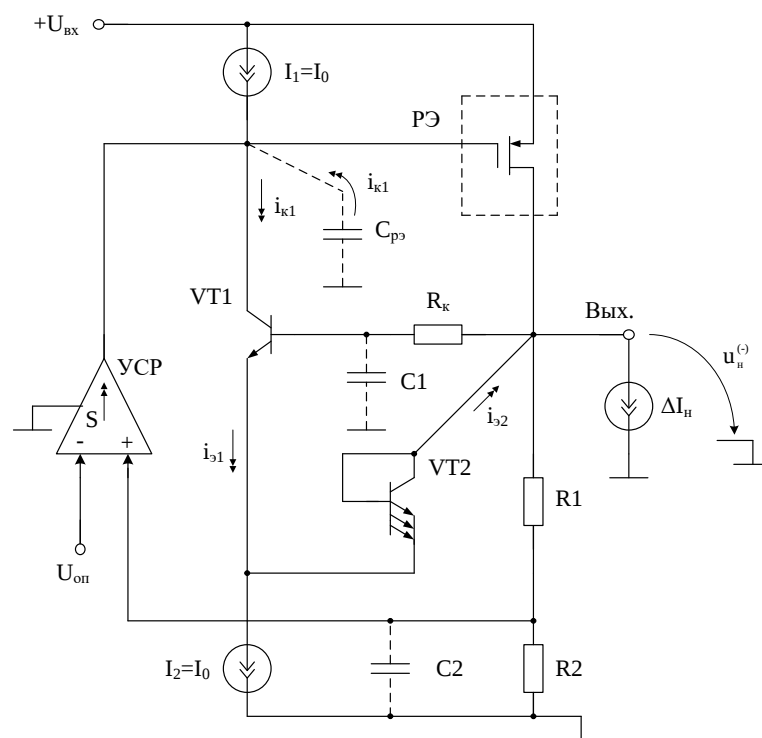


Рис. 41. Нелинейная коррекция регулирующего элемента в стабилизаторе напряжения

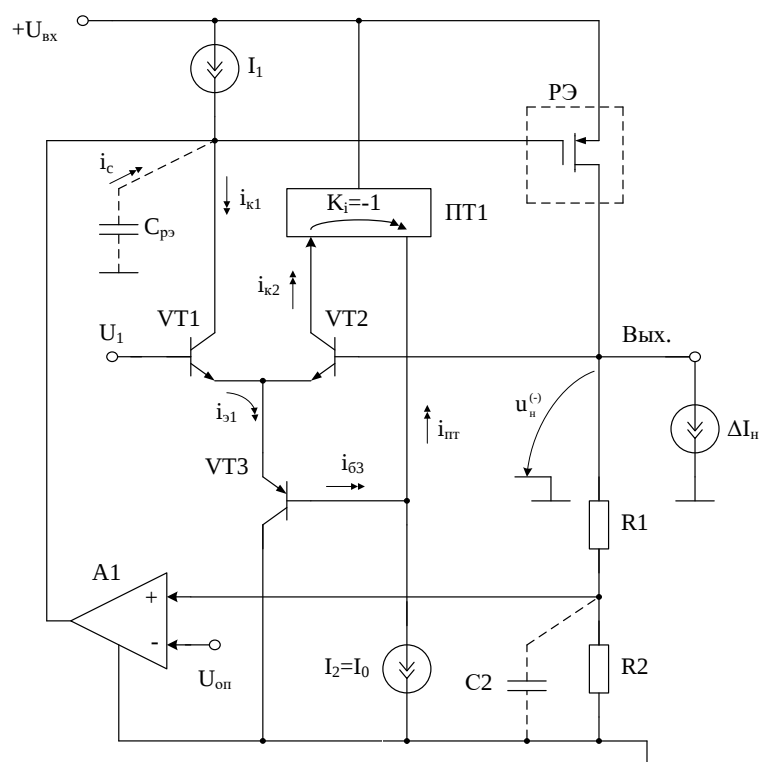


Рис. 42. Нелинейная коррекция усилителя сигнала рассогласования в стабилизаторе напряжения

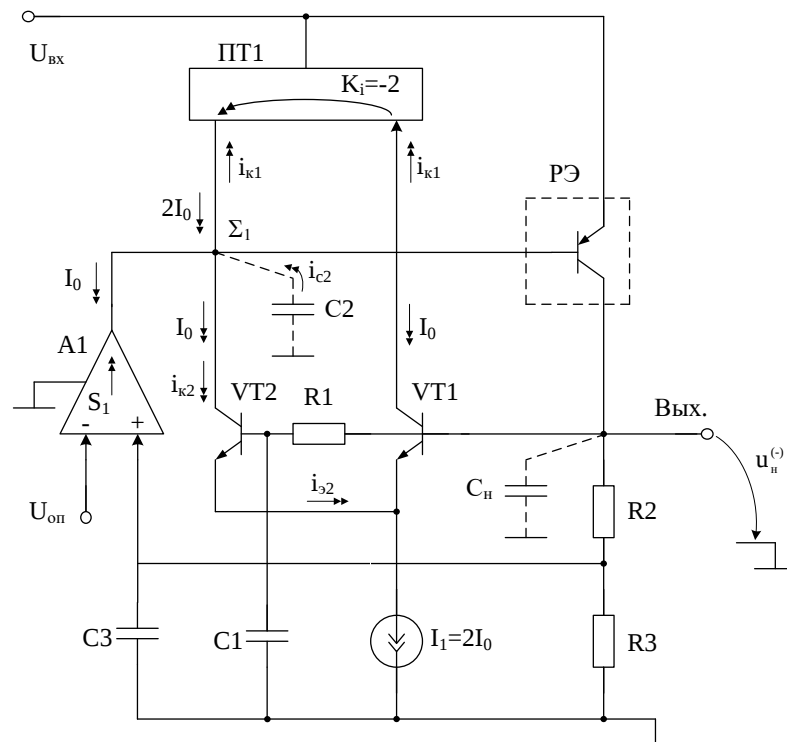


Рис. 43. Метод уменьшения провалов выходного напряжения в КСН

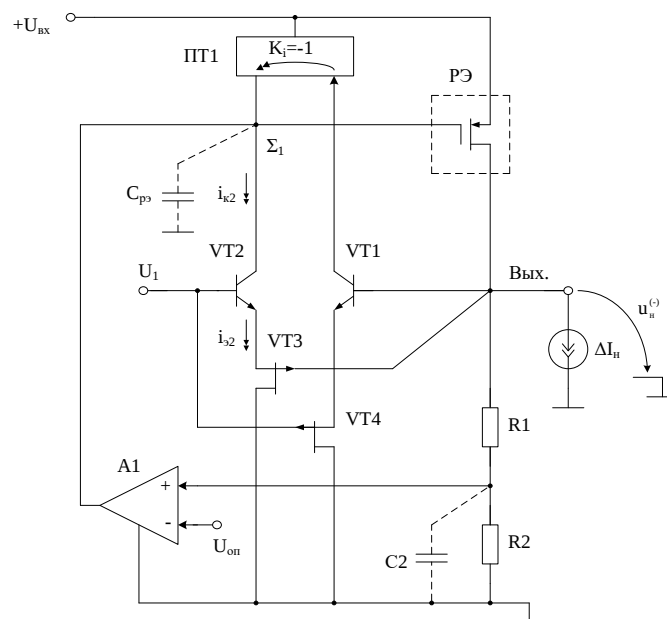


Рис. 44. Стабилизатор напряжения с цепью нелинейной коррекции на основе двухкомпонентных дифференциальных каскадов

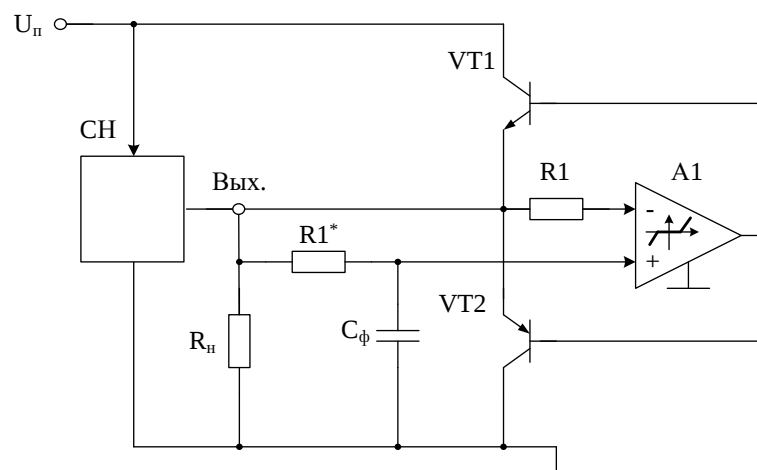


Рис. 45. Метод подавления пульсаций в стабилизаторе напряжения без выходного конденсатора

7 Результаты экспериментальных исследований BiJFET прототипов интегральных стабилизаторов напряжения и их основных функциональных узлов

В настоящем разделе рассмотрены схемотехнические решения источника опорного напряжения, стабилизатора напряжения, датчика температуры, предназначенных для применения в радиационно-стойких интегральных микросхемах (ИС). Для достижения радиационной стойкости компонентов в качестве элементной базы выбраны п-р-п- транзисторы с граничной частотой более 2,2 ГГц, р-п-р - более 1,5 ГГц и резисторы, выполненные на низкоомных полупроводниковых слоях. Кроме того, все транзисторы работают с большой плотностью коллекторного тока, обеспечивающей минимальное радиационное изменение коэффициента усиления тока базы в схеме с общим эмиттером β . Отсутствие в конструкции компонентов тонкопленочных и подстраиваемых резисторов гарантирует их совместимость с типовыми технологическими маршрутами изготовления комплементарных биполярных ИС.

В различных микроэлектронных системах применяются источники опорного напряжения (ИОН), компенсационные стабилизаторы напряжения (КСН), датчики температуры (ДТ).

ИОН во многих случаях определяют уровень статических погрешностей обработки сигналов. КСН чаще всего осуществляют электропитание внешних подключаемых цепей или входных каскадов микроэлектронных систем для стабилизации их параметров. Применение ДТ позволяют оценить температуру кристалла и, при необходимости, провести коррекцию характеристик аналоговых трактов при последующей цифровой обработке сигнала.

Основные проблемы проектирования ИОН и КСН подробно рассмотрены в [45-47], а ДТ - в [48]. Кроме того в [49] приведены оригинальные схемотехнические решения ИОН и КСН, совместимые с интегральной технологией.

Установлено, что при проектировании радиационно-стойких ИОН и КСН необходимо учитывать ряд факторов [45]:

- экономически целесообразно, чтобы технологический маршрут изготовления ИОН был унифицирован с маршрутом изготовления других компонентов, позволяя создавать микроэлектронные устройства в виде «систем на кристалле» или «систем в корпусе», что накладывает ограничения на номенклатуру и параметры интегральных элементов, доступных для синтеза ИОН;

- использование подстройки сопротивлений резисторов ИОН для уменьшения температурного дрейфа параметров приводит к значительному и часто недопустимому увеличению площади кристалла. Кроме того, деградация характеристик полупроводниковых элементов при ионизирующем облучении нарушает условия первоначальной подстройки и снижает эффективность ее применения;

- в качестве термочувствительного элемента следует применять прямосмещенный эмиттерный переход вертикальных р-п-р- или п-р-п-транзисторов, конструкция которых должна обеспечить минимальную величину сопротивления базовой области;

- для увеличения радиационной стойкости необходимо максимально увеличивать плотность тока до тех пор, пока зависимость коллекторного тока от напряжения на эмиттерном переходе не начинает отклоняться от экспоненциальной функции;

- особое внимание следует уделять учету температурных коэффициентов сопротивления (ТКС) применяемых резисторов и поддержанию постоянного выходного тока источников стабильного тока (большого выходного малосигнального сопротивления транзисторов, прямопропорционального напряжению Эрли).

С нашей точки зрения, для создания ИОН необходимо применять элементную базу с минимальным радиационным изменением параметров, например комплементарные биполярные транзисторы (БТ) с высокой граничной частотой f_T [50, 51] и резисторы, выполненные на низкоомных полупроводниковых слоях. Такие элементы с успехом использованы при создании сложных радиационно-стойких аналоговых микросхем базового структурного кристалла МН2ХА010 и базового матричного кристалла АБМК-2.1 [52, 53].

Целью настоящего раздела является рассмотрение новых схемотехнических решений ИОН, КСН, ДТ, реализованных на радиационно-стойких комплементарных БТ.

7.1 Особенности элементной базы

Ранее при производстве серии радиационно-стойких ИС был применен технологический маршрут изготовления БТ и полевых транзисторов с р-п-переходом и каналом р-типа (р-ПТП) с комбинированной изоляцией элементов окислом и р-п-переходом, который обеспечивает формирование п-р-п-транзисторов с граничной частотой $f_T > 3,0$ ГГц и горизонтальных р-п-р с $f_T > 0,12$ ГГц.

В тоже время плохие усилительные, частотные свойства горизонтальных р-п-р-транзисторов, а также их низкая радиационная стойкость [54, 55] усложняют

проектирование ряда аналоговых ИС.

По указанной причине существующий технологический маршрут был модернизирован в направлении замены горизонтального р-п-р- транзистора на вертикальный с увеличением его β и f_T .

Испытания созданных БТ при воздействии быстрых электронов с энергией 4 МэВ и гамма- квантов ^{60}Co позволили выявить их преимущества, а именно [50, 51]:

1) Абсолютная величина прямого падения напряжения на эмиттерном переходе $|V_{BE}|$ уменьшается для п-р-п- и р-п-р- транзисторов как при воздействии быстрых электронов, так и гамма-излучения, однако разность $|V_{BE}|$ п-р-п- и р-п-р- транзисторов практически не изменяется при флюенсе электронов $F_E \leq 3 \cdot 10^{14}$ эл/см² и поглощенной дозе гамма-излучения $D_G = 3$ Мрад;

2) Радиационное изменение β п-р-п- и р-п-р-транзисторов имеет одинаковый характер. При $D_G = 2$ Мрад максимальное значение β уменьшается в среднем на 38 % для п-р-п и 55 % для р-п-р-транзисторов, а при $F_E = 3 \cdot 10^{14}$ эл/см² максимальное значение β уменьшается в среднем на 50 % для п-р-п и 65 % для р-п-р-транзисторов;

3) Влияние ионизирующего излучения приводит к слабому изменению f_T . Так, воздействие флюенса электронов $F_E = 3 \cdot 10^{14}$ эл/см² вызывает уменьшение максимального значения f_T п-р-п-транзисторов на 12 %, р-п-р – на 4 %. При поглощенной дозе $D_G = 3$ Мрад зафиксировано уменьшение f_T п-р-п-транзисторов на 10 %, р-п-р – на 11 %.

7.2 Электрические схемы базовых функциональных узлов

Разработанные электрические схемы ИОН, КСН, ДТ показаны на рис. 46-48, а на рис. 49-51 приведены упрощенные чертежи их топологий. На рис. 46-48 указаны масштабирующие коэффициенты, показывающие во сколько раз площадь эмиттера конкретного транзистора больше площади эмиттера базового транзистора. Так, на рис. 46 все БТ - базовые за исключением VT6, VT8, площадь эмиттера которых в 8 раз больше.

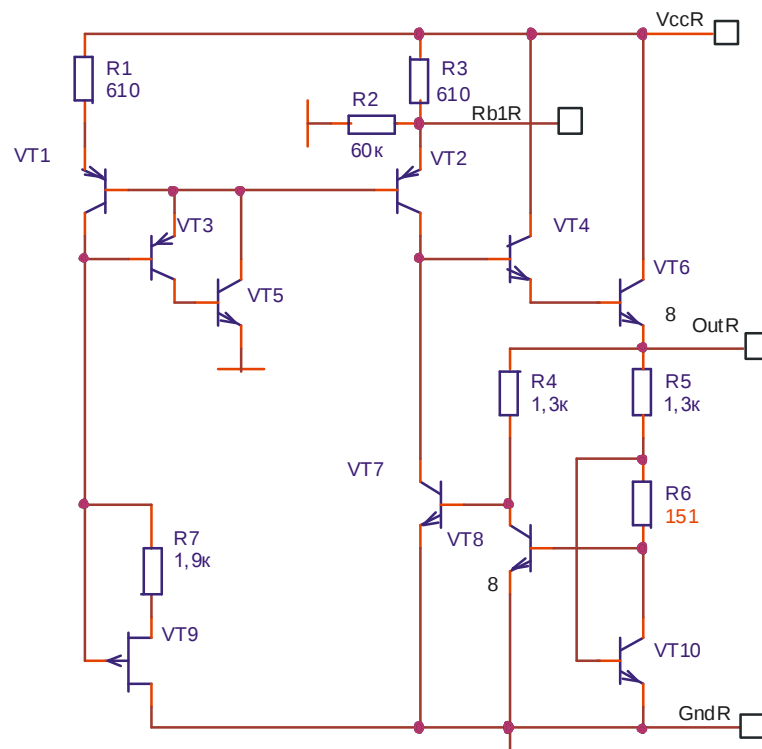


Рис. 46. Электрическая схема ИОН

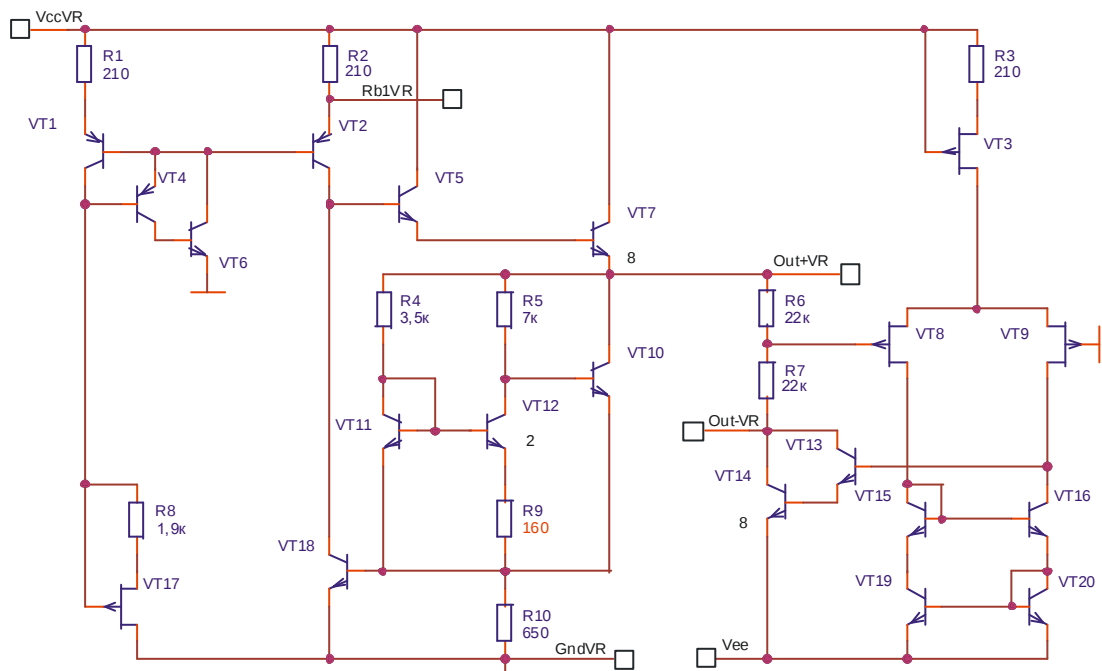


Рис. 47. Электрическая схема КЧН

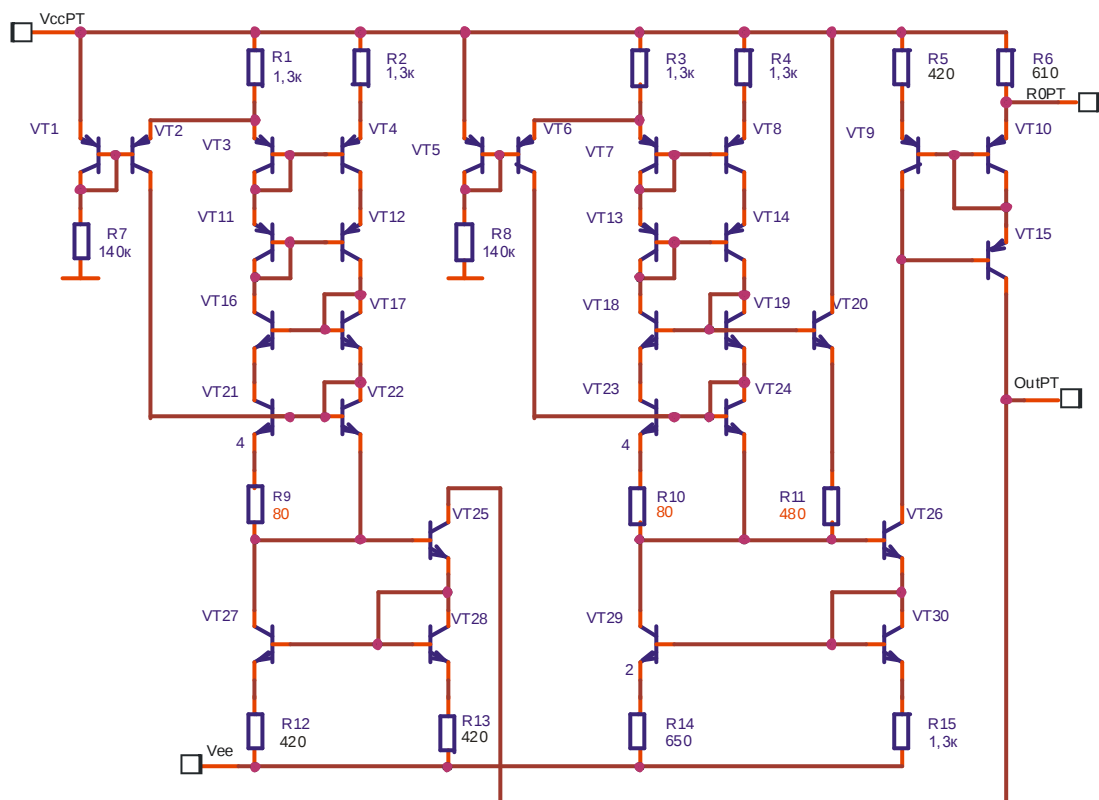


Рис. 48. Электрическая схема ДТ

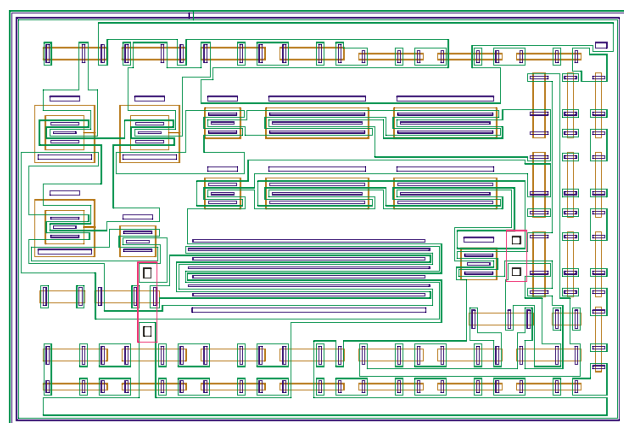


Рис. 49. Упрощенный топологический чертеж ИОН

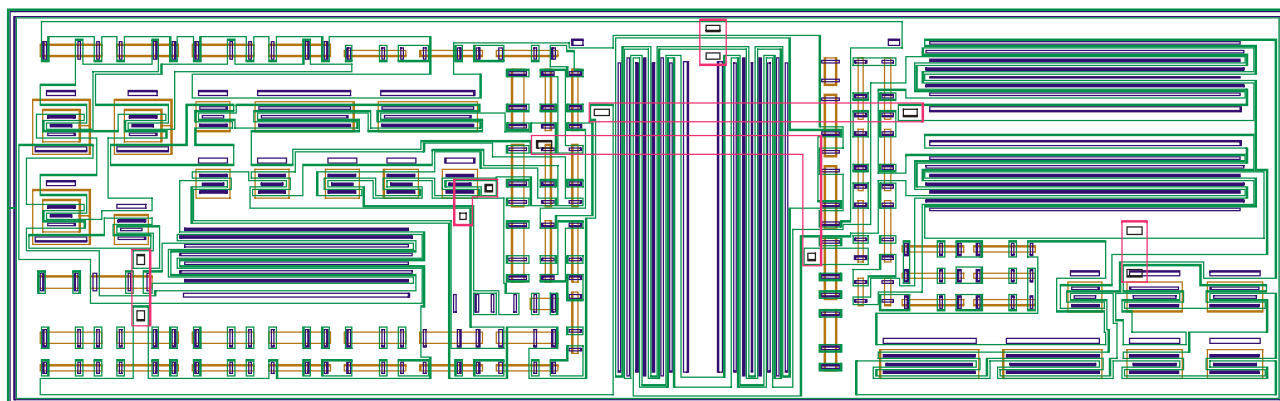


Рис. 50. Упрощенный топологический чертеж КСН

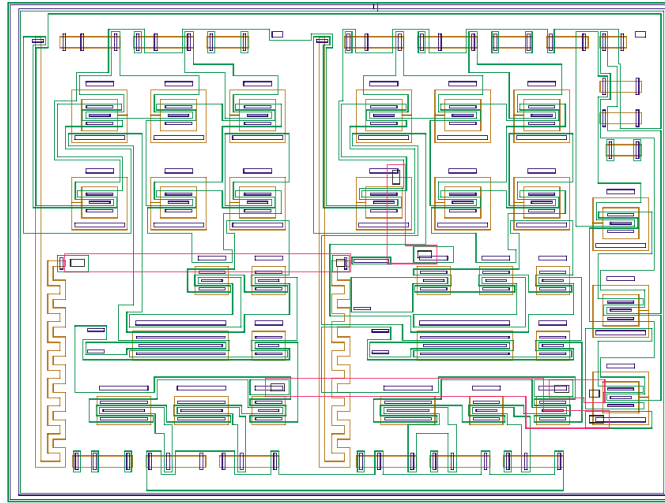


Рис. 51. Упрощенный топологический чертеж ДТ

Для понимания работы разработанных схем приведем температурные зависимости основных параметров интегральных элементов [56]:

$$I_C \approx IS \cdot \exp \frac{V_{BE}}{\varphi_T}, \quad (4)$$

$$\beta(T) \approx \beta(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{XTB}, \quad (5)$$

$$R(T) = R_0 [1 + TC1(T - T_0) + TC2(T - T_0)^2], \quad (6)$$

где I_C – коллекторный ток; IS – обратный ток насыщения эмиттерного перехода, прямо пропорциональный площади эмиттерного перехода; V_{BE} – падение напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе; $\varphi_T = kT/q$ – температурный потенциал; k – постоянная Больцмана; T , T_0 – текущая и номинальная температура в градусах Кельвина; q – заряд электрона; XTB – коэффициент, описывающий температурную зависимость $\beta = \beta(T)$; R – сопротивление резистора; R_0 – сопротивление резистора при номинальной температуре; $TC1$ ($TC2$) – коэффициент линейной (квадратичной) зависимости сопротивления от температуры.

В инженерной практике для расчетов обычно применяют только коэффициент $TC1$, величина которого определяется как усредненное значение в диапазоне температур. Для применяемых при проектировании интегральных элементов значения коэффициентов составят: $xtb=1,59$ – для п-р-п, $xtb=1,95$ – для р-п-р, $TC1=0,00135$ – для резисторов, $TC1=0,00104$ – для низкоомных резисторов.

Из (4) можно получить известное соотношение для разности прямого падения напряжения на эмиттерных переходах двух транзисторов V_{BE12} :

$$V_{BE12} = V_{BE1} - V_{BE2} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{IS_2}{IS_1} = \frac{kT}{q} \ln \left(N \cdot \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right), \quad (7)$$

где N – отношение площади эмиттерного перехода транзистора 2 к площади эмиттерного перехода транзистора 1.

Рассмотрим работу ИОН, показанного на рис.46. Он представляет собой модернизированное схемотехническое решение, описанное в [57]. Падение напряжения на резисторах $R4$ и $R5$ одинаковое $V_{R4} \approx V_{R5} = V_{OUTR} - V_{BE}$, поэтому

коллекторные токи транзисторов VT8 и VT10 приблизительно равны (V_{OUTR} - выходное напряжение ИОН).

Учитывая соотношение (7) на резисторе R6 будет падать напряжение

$$V_{R6} = V_{BE10} - V_{BE8} \approx \frac{kT}{q} \ln 8, \quad (8)$$

а выходное напряжение ИОН

$$V_{OUTR} = V_{BE10} + V_{R5} = V_{BE10} + \frac{R_5}{R_6} \cdot \frac{kT}{q} \ln 8. \quad (9)$$

Температурный коэффициент V_{BE10} - отрицательный и для применяемых n-p-n-транзисторов его среднее значение составляет 1,68 мВ/°С, температурный коэффициент V_{R5} - положительный. Подбирая величину резистора R6 можно достичь минимального температурного изменения выходного напряжения ИОН.

Следует отметить, что при проектировании всех рассматриваемых схем величина коллекторных токов устанавливалась максимально большой для обеспечения малого радиационного изменения β транзисторов.

К сожалению, минимизацию температурного дрейфа V_{OUTR} затрудняет ряд факторов:

- температурная зависимость сопротивления резисторов;
- зависимость $dV_{BE}/dT = f(T)$, так $dV_{BE}/dT = 1,64$ мВ/°С при $T = -50^\circ\text{C}$, $dV_{BE}/dT = 1,72$ мВ/°С при $T = 110^\circ\text{C}$;
- влияние базовых токов n-p-n- транзисторов, особенно сильное при низких температурах;
- невозможность реализации любого номинала резистора R6. Значение $R6 = 151$ Ом на рис. 46 получено путем последовательного и параллельного соединения набора резисторов с сопротивлением 610 Ом и 1300 Ом.

Резистор R2 в ИОН позволяет уменьшить зависимость выходного напряжения от напряжения питания [49]. При необходимости его сопротивление может быть изменено внешним резистором, соединенным с выводом Rb1R.

В КСН (рис. 47) ток с положительным температурным коэффициентом формируют транзисторы VT11, VT12

$$I_{R9} = \frac{V_{BE11} - V_{BE12}}{R_9} \approx \frac{kT}{q} \cdot \frac{\ln 4}{R_9}. \quad (10)$$

В (10) учтено, что площадь эмиттерного перехода VT12 в два раза больше, чем VT11, а коллекторный ток VT11 в два раза больше, чем VT12 (напряжение на резисторах R4 и R5 приблизительно одинаковое, но $R5 = 2R4$).

Положительное выходное напряжение КСН V_{OUT+VR} будет

$$V_{OUT+VR} = V_{BE18} + V_{BE10} + V_{R5} \approx 2V_{BE} + \frac{R_5}{R_9} \cdot \frac{kT}{q} \ln 4. \quad (11)$$

Такое схемотехническое решение выбрано для получения без применения масштабирующих усилителей увеличенного выходного напряжения КСН, приблизительно равного двум значениям ширины запрещенной зоны кремния. Подобная схема подробно рассмотрено в [49]. Следует отметить, что Spice-моделирование с учетом температурных коэффициентов приведенных ранее

показало, что минимальный температурный дрейф V_{OUT+VR} достигается при выходном напряжении, превышающем удвоенную ширину запрещенной зоны.

Дифференциальный усилитель на транзисторах VT3, VT8, VT9, VT13-VT20, входящий в КСН, благодаря высокому коэффициенту усиления и действию отрицательной обратной связи, обеспечивает равенство потенциалов на своих входах - затворах транзисторов VT8, VT9, поэтому выходное отрицательное напряжение V_{OUT-VR} стабилизатора

$$V_{OUT-VR} = -V_{OUT+VR} \frac{R_7}{R_6} \approx -V_{OUT+VR}. \quad (12)$$

В датчике температуры (рис. 48) каскодные «токовые зеркала» устанавливает равными коллекторные токи I_{C21} , I_{C22} транзисторов VT21, VT22, а цепь VT1, VT2, R7 является цепью запуска, обеспечивающей устойчивое включение «токовых зеркал» при подаче напряжения питания [58].

Так как $I_{C21} = I_{C22}$, то коллекторный ток транзистора VT25 будет прямопропорциональным абсолютной температуре

$$I_{C25} \approx 2I_{R9} = 2 \frac{kT}{q} \cdot \frac{\ln 4}{R_9}, \quad (13)$$

где I_{R9} - ток, протекающий через резистор R9.

Ток I_{C25} является температурно-зависимым и его можно применять в качестве датчика температуры. Однако, величина I_{C25} при нормальных условиях довольно велика ($I_{C25} \approx 900$ мкА при 30°C), что усложняет регистрацию малых температурных изменений I_{C25} на фоне большой независимой от температуры составляющей.

Компенсацию независимой от температуры составляющей осуществляет второй каскод из «токовых зеркал», формирующий $I_{R10} = I_{R9}$, и транзистор VT20 с резистором R11. Ток I_{R10} прямопропорционален абсолютной температуре, а I_{R11} - обратнопропорционален, поэтому правильным выбором сопротивления резистора R11 можно достичь отсутствия температурной зависимости коллекторного тока I_{C26} . «Токовое зеркало» VT9, VT10, VT15 обеспечивает вычитание из температурно-зависимого тока I_{C25} независимой от температуры составляющей I_{C26} . Вывод R0PT предусмотрен для установки нулевого выходного тока ДТ при требуемой температуре за счет подключения внешнего резистора.

7.3 Экспериментальные результаты

Полупроводниковые пластины с кристаллами компонентов разработанного прототипа КСН были изготовлены на ОАО «ИНТЕГРАЛ» (<http://www.integral.by/>) по комплементарной биполярной технологии.

Измерения микросхем выполнялись с помощью комплекта оборудования, включающего: двухканальный источник питания Agilent E3646; интерфейсный модуль USB – GPIB Agilent 82357B; систему сбора данных Agilent 34970A с набором управляющих модулей 34901; персональный компьютер.

Оборудование было объединено в единую систему с помощью шины GPIB. Управление выполнялось с помощью разработанного в среде «Agilent VEE»

специализированного программного обеспечения для автоматизированного определения характеристик ИС. Основные результаты измерений, а именно зависимости выходного напряжения разработанных устройств от напряжения питания и температуры, приведены на рисунках 52-57.

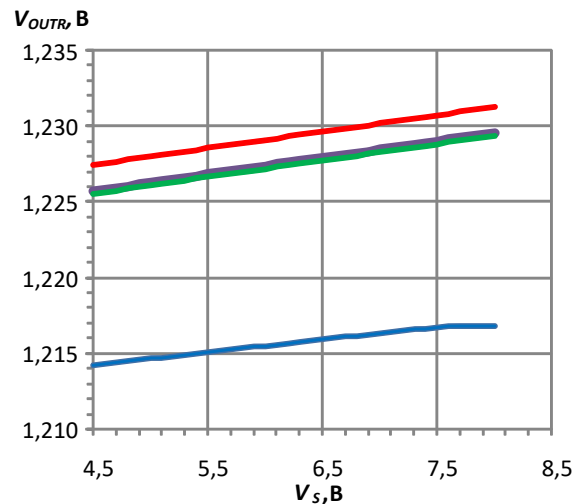


Рис. 52. Зависимость выходного напряжения V_{OUTR} от напряжения питания V_S при сопротивлении нагрузки $R_L = 100$ Ом, $T = 30^\circ\text{C}$ разных образцов ИОН

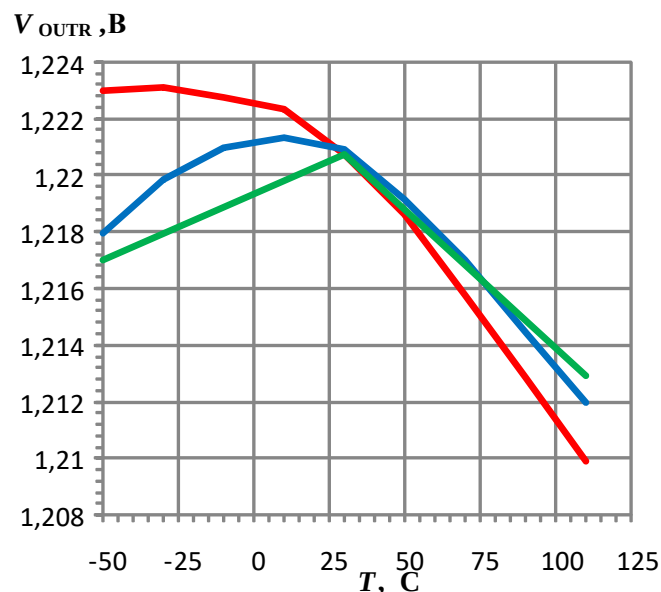


Рис. 53. Зависимость выходного напряжения V_{OUTR} от температуры при $V_S = 5$ В и $R_L = 100$ Ом разных образцов ИОН

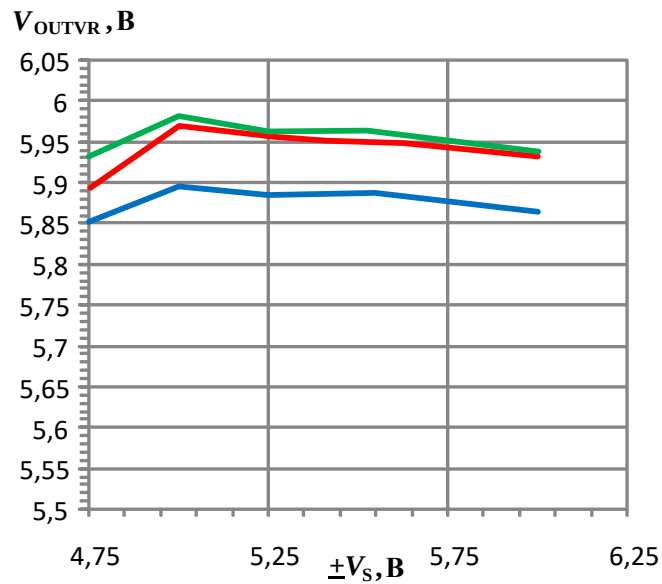


Рис. 54. Зависимость выходного напряжения V_{OUTVR} (между выводами OUT+VR и OUT-VR) от напряжения питания V_S при $R_L = 610$ Ом, $T = 30^\circ\text{C}$ разных образцов СН

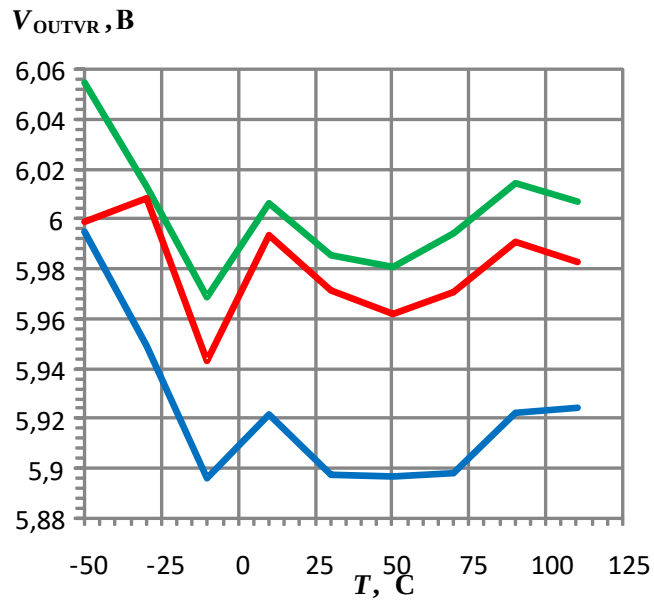


Рис. 55. Зависимость выходного напряжения V_{OUTVR} (между выводами OUT+VR и OUT-VR) от температуры при $V_S = \pm 5$ В и $R_L = 610$ Ом разных образцов СН

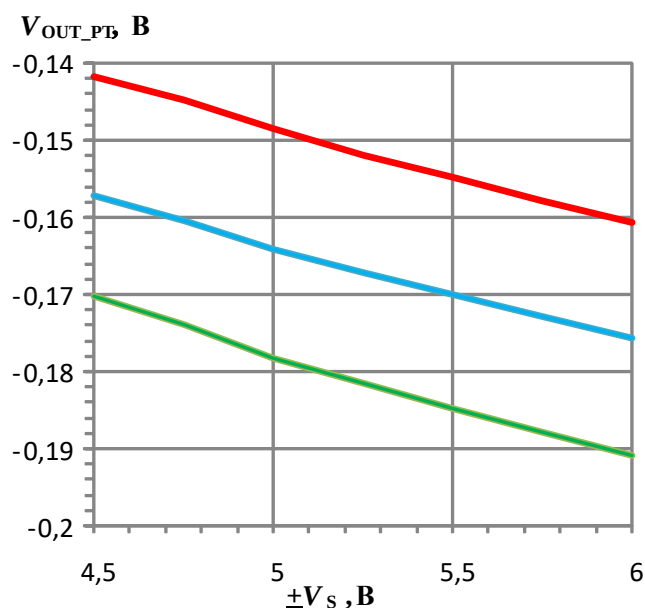


Рис. 56. Зависимость выходного напряжения V_{OUTPT} от напряжения питания V_S при $R_L = 3$ кОм, $T = 30^\circ\text{C}$ разных образцов ДТ

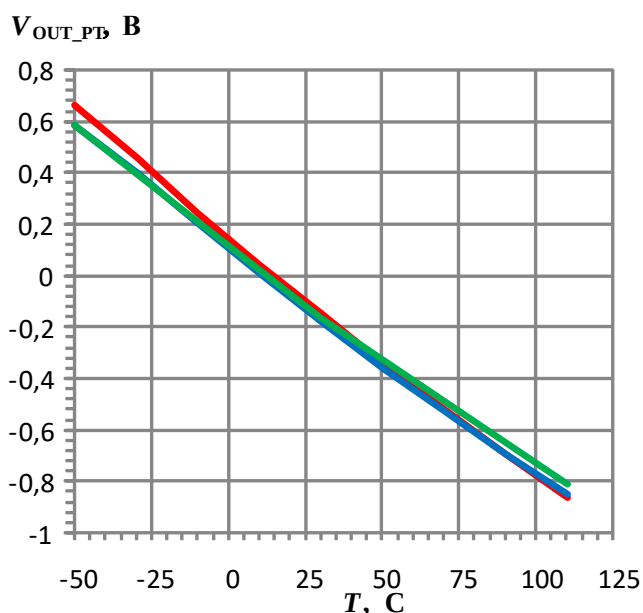


Рис. 57. Зависимость выходного напряжения V_{OUTPT} от температуры при $V_S = \pm 5$ В и $R_L = 3$ кОм разных образцов ДТ

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- средними значениями параметров ИОН являются $V_{OUTR} = 1,221$ В, $dV_{OUTR}/dT = 49$ мкВ/°С, $dV_{OUTR}/dV_S = 0,63$ мВ/В. Полученный температурный дрейф выходного напряжения вполне удовлетворительный для ИОН, не использующего тонкопленочные резисторы с предельно малым ТКС и подстройку сопротивлений резисторов на пластине;

- для СН: $V_{OUTVR} = 5,95$ В, $dV_{OUTVR}/dT = 292$ мкВ/°С, $dV_{OUTVR}/dV_S = 20$ мВ/В. Относительно сильная, по сравнению с ИОН, зависимость выходного напряжения от напряжения питания обусловлена особенностями работы схемы при $V_S = \pm 4,75$ В, при $|V_S| > 5$ В стабильность выходного напряжения существенно больше.

Однако полученные характеристики вполне достаточны для основных применений СН – питания мостовых схем или входных каскадов микроэлектронных систем;

- для ДТ: $I_{OUTPT} = -54,6$ мкА, $dI_{OUTPT}/dT = 2,99$ мкА/°С, $dI_{OUTPT}/dV_S = 5,03$ мкА/В. Величина $I_{OUTPT} = -54,6$ мкА получена при $T = 30^\circ\text{C}$, а при $T = 15^\circ\text{C}$ $I_{OUTPT} \approx 0$. Точную установку нулевого значения выходного тока при требуемой температуре позволяет осуществить внешний резистор, соединенный с выводом R0PT. К сожалению, выходной ток ДТ зависит от напряжения питания, что объясняется конечной величиной выходного малосигнального сопротивления источников тока. Данный недостаток может быть устранен за счет улучшения «токовых зеркал» либо модернизации технологического маршрута изготовления микросхем, направленной на увеличение напряжения Эрли транзисторов.

8 Выводы

1 В дополнение к известным публикациям авторов [1] по проблемам проектирования систем электропитания выполнен комплексный анализ влияния нелинейных режимов работы на динамические характеристики компенсационных стабилизаторов напряжения.

2 Исследованы нелинейные режимы работы непрерывных стабилизаторов напряжения с цепями нелинейной коррекции.

3 Даны рекомендации, позволяющие выбрать способы включения линейных корректирующих цепей аналоговых микросхем по заданным показателям качества переходных процессов при динамической перегрузке их основных функциональных узлов.

4 Разработаны рекомендации по синтезу линейных корректирующих цепей КСН, обеспечивающие минимизацию влияния нелинейных режимов их функциональных узлов на динамические параметры.

5 Показано, что LDO стабилизаторы существенно влияют на структуру системы питания информационно-управляющих систем (ИУС).

6 Линейные стабилизаторы типа NoCap всегда имеют структуру и режим работы стабилизатора типа LDO. Это накладывает определенные ограничения на структуру системы питания ИУС, которая должна быть дополнена еще одним, пятым, уровнем.

7 Предлагаются схемы прототипов интегральных стабилизаторов с каскодной RC-коррекцией провалов выходного напряжения.

8 Разработаны следующие прототипы функциональных узлов для радиационно-стойких компенсационных стабилизаторов напряжения: источника опорного напряжения, стабилизатора двуполярного напряжения, датчика температуры. В данных схемах для обеспечения радиационной стойкости применены п-р-п- транзисторы с граничной частотой более 2,2 ГГц, р-п-р - более 1,5 ГГц, и резисторы, выполненные на низкоомных полупроводниковых слоях. При этом все транзисторы работают с большой плотностью коллекторного тока, обеспечивающей минимальное радиационное изменение β транзисторов.

Результаты измерений позволили определить следующие основные параметры созданных микросхем:

- для источника опорного напряжения: выходное напряжение - 1,221 В, изменение выходного напряжения в зависимости от температуры и напряжения питания - 49 мкВ/°С, 0,63 мВ/В;

- для стабилизатора напряжения: выходное напряжение - 5,95 В, изменение выходного напряжения в зависимости от температуры и напряжения питания - 292 мкВ/°С, 20 мВ/В;

- для датчика температуры: выходной ток - 54,6 мкА при $T = 30^{\circ}\text{C}$, изменение выходного тока в зависимости от температуры - 2,99 мкА/°С.

Отсутствие в конструкции созданных компонентов тонкопленочных и подстраиваемых резисторов обеспечивает их совместимость с типовыми технологическими маршрутами изготовления комплементарных биполярных ИС.

Список литературы

1 Прокопенко Н.Н. Цепи нелинейной коррекции стабилизаторов напряжения / Н.Н. Прокопенко, М.В. Капитонов, Ю.М. Соколов и др. // Радиотехника: Журн. ЦП НТО им.А.С.Попова. – 1987. - № 9. – С.84-87.

2 Прокопенко Н.Н. Динамика компенсационных стабилизаторов при перегрузке подсхемы сравнения / Н.Н. Прокопенко // Электронная техника в автоматике /Под ред. Ю.И.Конева.- М.: Сов.радио, 1977. – Вып.9. - С.137-142.

3 Прокопенко Н.Н. Схемотехнические методы повышения качественных показателей интегральных стабилизаторов напряжения / Н.Н. Прокопенко //Ученые вузов Дона – народному хозяйству: Межведомственный сборник. – Ростов-на-Дону, 1984. – С.43.

4 Прокопенко Н.Н. Схемотехнические способы улучшения энергетических и точностных характеристик интегральных стабилизаторов напряжения / Н.Н. Прокопенко, А.Б. Исаков, М.В. Капитонов и др. // Электронная техника в автоматике /Под ред. Ю.И.Конева. – М.: Радио и связь, 1984. – Вып.15. – С.138-143.

5 Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н. Прокопенко. - Ростов-на-Дону: Изд-во Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 2000. – 224 с.

6 Прокопенко Н.Н. Проектирование источников электропитания микропроцессоров в микро-ЭВМ / Н.Н. Прокопенко, Е.И. Старченко, А.В. Исаков // Микропроцессорные системы контроля и управления: Межвузовский сборник. – Рига: РПИ, 1984.- С.101-119.

7 Lee B.S. Understanding the terms and definitions of ldo voltage regulators / B.S. Lee. - Tech. rep., Texas Instruments, 1999b. URL <http://focus.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>

8 Безуглов Д.А. Нелинейная параметрика: перспективы создания радиоэлектронных устройств СВЧ- и КВЧ - диапазонов. Монография / Д.А. Безуглов, Г.П. Синявский, Л.В. Черкесова и др. (Г.Н. Шаламов и А.Г. Шеин). - Ростов-на-Дону, Издательский центр ДГТУ, 2014 г., 280 с.

9 Giustolisi G. On-chip low drop-out voltage regulator with NMOS power

transistor and dynamic biasing technique / G. Giustolisi, C. Falconi, A. D'Amico, G. Palumbo // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2009. – Vol. 58, Issue 2, pp 81–90. DOI <http://dx.doi.org/10.1007/s10470-008-9234-1>

10 Gupta V. A 5ma 0.6m cmos miller-compensated ldo regulator with -27db worst-case power-supply rejection using 60pf of on-chip capacitance / V. Gupta, G. Rincon-Mora // IEEE ISSCC Dig.Tech. Papers, 2007. Pp 520–521. DOI 10.1109/ISSCC.2007.373523

11 Gupta V. Analysis and design of monolithic, high psr, linear regulators for soc applications / V. Gupta, G. Rincon-Mora, P. Raha // Proc. IEEE 2004 Int. SoC Conf., pp 311–315. DOI 10.1109/SOCC.2004.1362447

12 Hazucha P. Area-efficient linear regulator with ultra-fast load regulation / P. Hazucha, T. Karnik, B. Bloechel, C. Parsons, D. Finan, S. Borkar // IEEE J Solid-State Circuits, 2005. 40(4):933–940, DOI 10.1109/JSSC.2004.842831

13 Ho E. A capacitor-less cmos active feedback low-dropout regulator with slew-rate enhancement for portable on-chip application / E. Ho, P. Mok // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, Feb. 2010, v. 57, n. 2, pp. 80–84. DOI 10.1109/TCSII.2009.2038630

14 Hoon S. A low noise, high power supply rejection low dropout regulator for wireless system-on-chip applications / S. Hoon, S. Chen, F. Maloberti, J. Chen, B. Aravind // Proc. IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conf., pp 759–762, DOI 10.1109/CICC.2005.1568779

15 Hu J. A true zero-load stable cmos capacitor-free low-dropout regulator with excessive gain reduction / J. Hu, M. Ismail // Proc. Int. Conf. Electron. Circuits Syst. (ICECS'2010), pp 978–981, DOI 10.1109/ICECS.2010.5724677

16 Hu J. Sleep-mode ready, area efficient capacitor-free low-dropout regulator with input current-differencing / J. Hu, W. Liu, M. Ismail // Analog Integr Circ Sig Process. 2010. 63(1):107–112

17 Kruiskamp W. Low drop-out voltage regulator with full on-chip capacitance for slot-based operation / W. Kruiskamp, R. Beumer // 2008 ESSCIRC. 34th European Solid-State Circuits Conf., pp 346–349, DOI 10.1109/ESSCIRC.2008.4681863

18 Lau S.K. A low-dropout regulator for SoC with Q-reduction / S.K. Lau, P.K.T Mok, K.N. Leung // IEEE J Solid-State Circuits. 2007. 42(3):658–664, DOI 10.1109/JSSC.2006.891496

19 Leung K.N. A capacitor-free cmos low-dropout regulator with damping-factor-control frequency compensation / K.N. Leung, P. Mok // IEEE J Solid-State Circuits. 2003. 38(10):1691–1702, DOI 10.1109/JSSC.2003.817256

207 Lin H.C. An active-frequency compensation scheme for cmos low-dropout regulators with transient-response improvement / H.C. Lin, H.H. Wu, T.Y. Chang // IEEE Trans Circuits Syst II, Express Briefs. 2008. 55(9):853–857, DOI 10.1109/TCSII.2008.924366

21 Man T.Y. Development of single-transistor-control ldo based on flipped voltage follower for soc / T.Y. Man, K.N. Leung, C.Y. Leung, P. Mok, M. Chan // IEEE Trans Circuits Syst I, Reg Papers. 2008. 55(5):1392–1401, DOI 10.1109/TCSI.2008.916568

22 Milliken R. Full on-chip cmos low-dropout voltage regulator / R. Milliken, J.

Silva-Martinez, E. Sanchez-Sinencio // IEEE Trans Circuits Syst I, Reg Papers. 2007. 54(9):1879–1890, DOI 10.1109/TCSI.2007.902615

23 Oh W. A CMOS low-dropout regulator with current-mode feedback buffer amplifier / W. Oh, B. Bakkaloglu // IEEE Trans Circuits Syst II, Express Briefs. 2007. 54(10):922–926, DOI 10.1109/TCSII. 2007.901621

24 Oh W. A CMOS low noise, chopper stabilized low-dropout regulator with current-mode feedback error amplifier / W. Oh, B. Bakkaloglu, C. Wang, S. Hoon // IEEE Trans Circuits Syst I, Reg Papers. 2008. 55(10):3006–3015, DOI 10.1109/TCSI.2008.923278

25 Or P.Y. An output-capacitorless low-dropout regulator with direct voltage-spike detection / P.Y. Or, K.N. Leung // IEEE J Solid-State Circuits. 2010. v. 45, n. 2, pp. 458–466, DOI 10.1109/JSSC.2009.2034805

26 Thiele G. Current-mode ldo with active dropout optimization / G. Thiele, E. Bayer // 2005 IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp 1203–1208, DOI 10.1109/PESC.2005.1581782

27 Wong K. A 150ma low noise, high psrr low-dropout linear regulator in 0.13m technology for rf soc applications / K.Wong, D.Evans // Proc. ESSCIRC 2006 European Solid-State Circuits Conf., pp 532–535, DOI 10.1109/ESSCIR.2006.307507

28 Hoon S. K. Alownoise, highpower supply rejection low dropout regulator for wireless system-on-chip applications / S. K. Hoon, S. Chen, and F. Maloberti et al. // Proc. IEEE Custom IC Conf., Sep. 2005, pp. 759–762.

29 Lam Y. H. A 0.9 V 0.35- adaptively biased CMOS LDO regulator with fast transient response / Y. H. Lam and W. H. Ki // Proc. IEEE Int. Conf. Solid-State Circuits, Feb. 2008, pp. 442–443.

30 El-Nozahi M. High PSR low drop-out regulator with feed-forward ripple cancellation technique / M. El-Nozahi, A. Amer, J.Torres, K.Entesari, E.Sanchez-Sinencio // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 45, no. 3, pp. 565–577, Mar. 2010.

31 Coulot T. High power supply rejection low drop-out regulator for ultra-low-power radiofrequency functions / T.Coulot, E. Rouat, F.Hasbani, J.-M. Fournier, E.Lauga // IET Elec. Lett., Sep. 2011, vol. 47, no. 20, pp. 1117–1118.

32 Hu J. CMOS High Efficiency On-chip Power Management (Analog Circuits and Signal Processing) / J. Hu and M. Ismail // Springer Science+Business Media, LLC, 2011. DOI 10.1007/978-1-4419-9526-1 5

33 Man T. Y. A high slew-rate push-pull output amplifier for low-quiescent current low-dropout regulators with transient-response improvement / T. Y. Man, P. K. T. Mok, M. Chan // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, Sept. 2007, v. 54, n. 9, pp. 755–759.

34 Ming X. A low-power ultra-fast capacitor-less LDO with advanced dynamic push-pull techniques / X. Ming, Z. Kun Zhou, B. Zang // Proc. IEEE/IFIP Int. Conf. on VLSI and System-on-Chip (VLSI-SoC), pp. 54–59, Oct. 2011.

35 Ming X. An ultrafast adaptively biased capacitorless LDO with dynamic charging control / X. Ming, Q. Li, Z. Kun Zhou et al. // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, v. 59, n. 1, pp. 40–44, Jan. 2012.

36 El-Nozahi M. High PSR low drop-out regulator with feed-forward ripple

cancellation technique / M. El-Nozahi, A. Amer, J. Torres, K. Entesari and E. Sanchez-Sinencio // IEEE Journal of Solid-State Circuits, March 2010, vol. 45, no. 3, pp. 565-577.

37 Okuma Y. 0.5-V input digital LDO with 98.7% current efficiency and 2.7- μ A quiescent current in 65nm CMOS / Y. Okuma et al. // Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2010 IEEE, San Jose, CA, 2010, pp. 1-4.

38 Chu Y. C. Digitally controlled low-dropout regulator with fast-transient and autotuning algorithms / Y. C. Chu and L. R. Chang-Chien // IEEE Transactions on Power Electronics, Sept. 2013, vol. 28, no. 9, pp. 4308-4317.

39 Aminzadeh H. Low-dropout regulators: Hybrid-cascode compensation to improve stability in nano-scale CMOS technologies / H. Aminzadeh, W. Serdijn // Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, May 2011, pp. 2293–2296.

40 Guo J. A 6- μ W chip-area-efficient output-capacitorless LDO in 90-nm CMOS technology / J. Guo, K. N. Leung // IEEE J. Solid-State Circuits, Sept. 2010, v. 45, n. 9, pp. 1896–1905.

41 Zhan C. Output-capacitor-free adaptively biased low-dropout regulator for system-on-chips / C. Zhan, W.-H. Ki // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, v. 57, n. 5, pp. 1017–1028, May 2010.

42 Milliken R.J. A Capacitor-Less Low Drop-Out Voltage Regulator. A Thesis the degree of MASTER OF SCIENCE, Texas A&M University. 2005

43 Справочник: интегральные микросхемы. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. - М.: ДОДЭКА, 1996 г.

44 Ромадина И. LDO – стабилизаторы напряжения ON Semi. Выбор и применение / И. Ромадина // Электронные компоненты. №2. 2011.

45 Прокопенко, Н.Н. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский. ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС». – 2011. – 208 с.

46 Дворников, О.В. Проектирование источников опорного напряжения радиационно-стойких микроэлектронных систем. Часть 2. Схемотехнические решения на биполярных и полевых транзисторах с р-п переходом / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, О.Л. Сапун // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: материалы VIII Международного научно-практического семинара, 27-28 окт. 2011 г., Шахты / гл ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – С. 71–79.

47 Дворников, О.В. Проектирование источников опорного напряжения радиационно-стойких микроэлектронных систем. Часть 1. Подготовка к схемотехническому синтезу / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: материалы VIII Международного научно-практического семинара, 27-28 окт. 2011 г., Шахты / гл ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – С. 63–70.

48 Дворников, О. Особенности реализации полупроводниковых датчиков температуры / О. Дворников, В. Чеховский, В. Дятлов, Н. Прокопенко // Современная электроника. – 2014. – № 3. – С. 14–21.

49 Старченко Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами: монография. Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС». – 2009. – 108 с.

50 Дворников, О.В. Изменение параметров комплементарных биполярных транзисторов при воздействии ионизирующих излучений / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский // Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. – 2015. – № 3. – С. 17–22.

51 Dvornikov, O.V. Influence of Ionizing Radiation on the Parameters of an Operational Amplifier Based on Complementary Bipolar Transistors / O. V. Dvornikov, V. A. Tchekhovski, V. L. Dzatlau, and N. N. Prokopenko // Russian Microelectronics, 2016, Vol. 45, No. 1, pp. 54–62. DOI: 10.1134/S1063739716010030 ISSN 1063-7397

52 Дворников, О.В. Проектирование радиационно-стойких аналоговых процессоров и преобразователей сигналов датчиков на основе базового структурного кристалла МН2ХА010 / О.В. Дворников, Н. Н. Прокопенко, И.В. Пахомов, Н.В. Бутырлагин, А.В. Бугакова // Радиотехника. –2016. – № 2. –С. 107–113.

53 Дворников, О.В. Перспективы применения новых микросхем базового матричного и базового структурного кристаллов в датчиковых системах / О.В. Дворников, Н. Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, А.В. Бугакова // Труды СПИИРАН–2016. – Вып. 2(45). – С. 157–171.

54 Дворников, О.В. Влияние гамма-излучения на элементы аналоговых интегральных схем / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский // Доклады БГУИР. - 2012. – №3 (65). – С. 56-62.

55 Дворников, О.В. Влияние быстрых электронов на аналоговые интегральные элементы и схемы / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, В.Л. Дятлов, Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский // Вопросы атомной науки и техники. Серия: физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. – 2012. – Выпуск 3. – С. 54-59.

56 Абрамов, И.И. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем / И.И. Абрамов, О.В. Дворников –Минск : Академия управления при Президенте РБ, 2006. – 286 с.

57 Старченко Е.И., Кузнецов П.С. Источник опорного напряжения. Патент РФ № 2480899. Оpub. 27.04.2013.

58 Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. М.: Мир. –1988. – 583 с.