

Лабораторная работа № 2

Исследование сглаживающего фильтра источника вторичного питания

Целью работы является изучение методов снижения пульсаций выпрямленного напряжения источника вторичного питания электронной аппаратуры, созданного на базе однофазного двухполупериодного выпрямителя.

Сглаживающие фильтры. Рассмотренные в лабораторной работе № 1 схемы выпрямителей имеют относительно большие значения коэффициента пульсаций, что не всегда удовлетворяет требованиям, предъявляемым к качеству питающего напряжения отдельными блоками и узлами электронной аппаратуры. Для радикального снижения коэффициентов пульсации выпрямленного напряжения на практике чаще всего используют различного типа фильтры и стабилизаторы напряжения.

С использованием преобразования Фурье негармонический выпрямленный сигнал можно представить в виде ряда гармонических сигналов. Переменная составляющая выпрямленного напряжения, состоящая из гармоник различных порядков (мод), создает в нагрузке переменный ток, который оказывает мешающее воздействие на другие электронные устройства. В реальных схемах переключение тока с одного диода на другой происходит в течение некоторого конечного промежутка времени, измеряемого долями периода переменного напряжения, что существенно увеличивает амплитуду гармоник. В результате растут пульсации выпрямленного напряжения

Между тем для питания электронной аппаратуры часто требуется выпрямленное напряжение с коэффициентом пульсаций, не превышающим нескольких процентов. Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения между выходными зажимами выпрямителя и нагрузкой включают сглаживающий фильтр, который значительно ослабляет пульсацию выпрямленного напряжения за счет подавления гармоник.

Основными элементами сглаживающих фильтров являются дроссели и конденсаторы, а при небольших мощностях и транзисторы.

Работа пассивных фильтров (без транзисторов и других усилительных элементов) основана на зависимости величины сопротивления реактивных элементов от частоты (для катушки индуктивности $X_L = 2\pi fL$, для конденсатора $X_C = 1/2\pi fC$, где f – частота тока, протекающего через реактивный элемент, L – индуктивность дросселя, C – ёмкость

конденсатора). Это позволяет катушке индуктивности беспрепятственно пропускать постоянную составляющую выпрямленного тока и задерживать гармоники. Причём, чем больше номер гармоники (выше её частота), тем эффективней она задерживается. Конденсатор наоборот полностью задерживает постоянную составляющую тока и пропускает переменную составляющую.

Основным параметром, характеризующим эффективность работы фильтра, является коэффициент фильтрации:

$$q = p_1 / p_2,$$

где: p_1 – коэффициент пульсации на выходе выпрямителя в схеме без фильтра, p_2 – коэффициент пульсации на выходе фильтра.

Простейшим является *емкостной фильтр (C-фильтр)*, который широко используется в источниках питания электронных устройств и образован конденсатором, подключенным к выходным клеммам схемы выпрямления, т.е. параллельно нагрузке (рис. 10). Необходимо, чтобы сопротивление конденсатора для основной гармоники пульсации была много меньше сопротивления нагрузки. Напряжение на нагрузке в этом случае является напряжением на конденсаторе и будет определяться процессами заряда и разряда конденсатора, т.е. носить сглаженный, плавный характер.

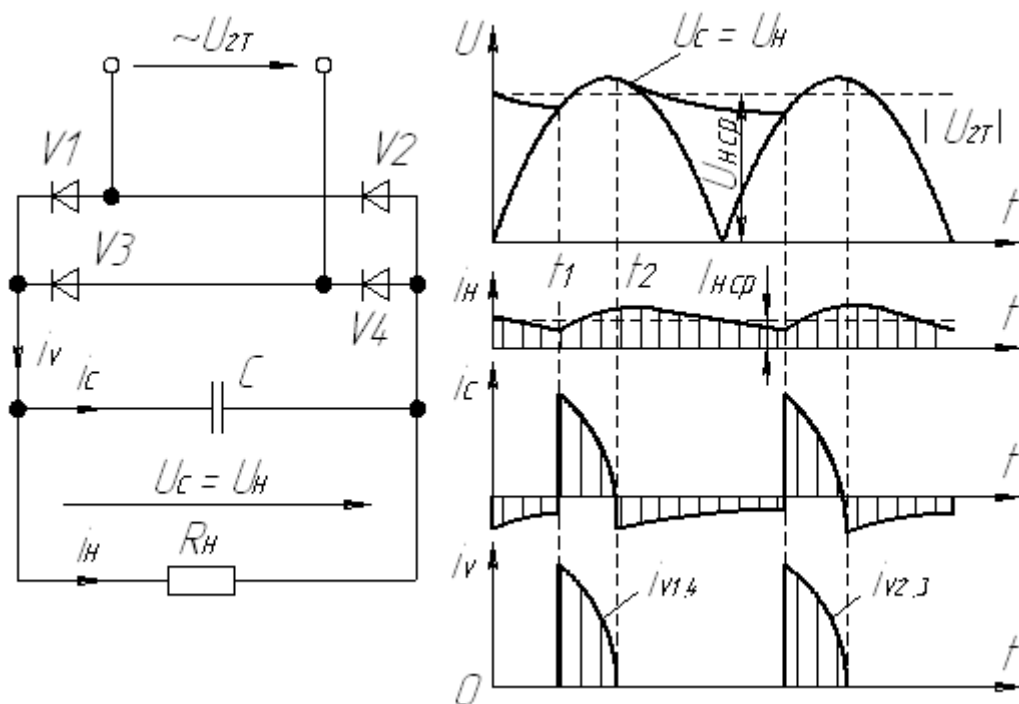


Рис. 10. Емкостной фильтр

Процессы изменения напряжения на конденсаторе и токов в цепях представлены на рис. 10. При анализе трансформатор со схемой выпрямления можно принять за источник напряжения. При повышении напряжения $U_{2T(t)}$ наступит момент времени, когда оно станет равным напряжению на конденсаторе $U_C(t)$. Дальнейшее повышение напряжения определит процесс заряда конденсатора, т.е. повышения напряжения на нем.

Для конденсатора с емкостью C процесс характеризуется постоянной времени $T_p = C \cdot R$, где R - сопротивление цепи заряда. Оно мало и при анализе может быть принято равным нулю, т.е. $T_p \approx 0$. Поэтому с момента t_1 напряжение $U_C(t)$ будет равно изменяющемуся напряжению $U_{2T(t)}$. Начинается интервал времени заряда конденсатора и протекания тока через диоды Д1 и Д4.

Снижение напряжения на конденсаторе, разряжающегося на резистор R_H , описывается уравнением

$$U_C(t) = U_{2T} \exp(-t/T_p).$$

где T_p - постоянная времени процесса.

В начале процесса уменьшения напряжения $U_{2T(t)}$ скорость его уменьшения будет мала и напряжение $U_C(t)$ по-прежнему будет равно ему. С момента времени t_2 процессы изменения этих напряжений станут различными.

Конденсатор разряжается на сопротивление R_H до момента t_1 следующего периода изменения напряжения $U_{2T(t)}$. Далее процесс заряда конденсатора аналогичен, но ток заряда протекает через диоды Д3 и Д2. Периодическое повторение процессов заряда и разряда конденсатора определяет характер изменения напряжения на нагрузке R_H . Для уменьшения пульсаций емкость конденсатора должна быть большой, чтобы постоянная времени разряда $R \cdot C$ была намного больше периода выпрямленного напряжения.

Выбор диодов в схему выпрямителя по номинальному току и обратному напряжению часто требует поправочных коэффициентов к соответствующим формулам. Ток через диоды при наличии емкостного фильтра протекает короткими импульсами. При выборе диодов только по постоянной составляющей в р-п- переходе во время импульса могут возникать опасные локальные перегревы. В ряде схем выпрямления применение емкостного фильтра приводит к увеличению обратного напряжения на диодах. В справочной литературе приводятся значения необходимых поправочных коэффициентов.

Индуктивным фильтром является катушка с ферромагнитным сердечником, называемая дросселем. Дроссель включается в цепь тока нагрузки последовательно (рис. 11) и представляет большое сопротивление для переменной составляющей тока.

Индуктивность дросселя приводит к уменьшению пульсаций за счет действия ЭДС самоиндукции.

Рассмотрение процессов в цепи нагрузки выпрямителя с индуктивным фильтром выполняется с использованием метода анализа по отдельным гармоническим составляющим токов и напряжений.

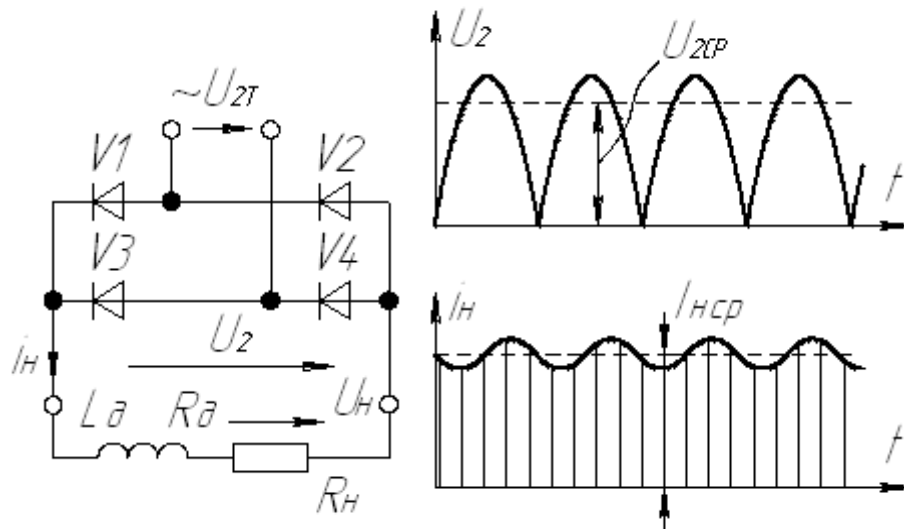


Рис. 11. Индуктивный фильтр

Напряжение на входе схемы не является синусоидальным, в общем виде его можно представить в виде ряда Фурье:

$$U_{2r}(t) = \frac{2U_m}{\pi} - \frac{4U_m}{\pi \cdot 1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{4U_m}{\pi \cdot 3 \cdot 5} \cos 4\omega t - \dots$$

$$U_{2CP} = \frac{2U_m}{\pi}$$

Постоянная составляющая этого напряжения вызовет соответствующую составляющую тока нагрузки:

$$I_{HCSP} = \frac{U_{2CP}}{R_H + R_A}$$

Амплитудное значение каждой из составляющих тока нагрузки будет:

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{(R_H + R_A)^2 + (\omega L_A)^2}}$$

где $n=2, 4, 6, \dots$ - номер гармонической составляющей (соответственно для частот 100, 200, 300 Гц и т.д.).

Суммируя все составляющие, получим аналитическое выражение для $U_H(t)$. Принципиально ток нагрузки будет иметь одинаковый с напряжением $U_{2(t)}$ гармонический состав. Но возрастание индуктивного сопротивления дросселя с увеличением номера

гармоники приведет к значительному снижению амплитуд высших гармоник.

Практически при некотором значении тока $I_{н.ср.}$ ими можно пренебречь.

Сглаживающее действие фильтра зависит от величины индуктивности L дросселя. В режиме холостого хода ток в цепи дросселя не протекает, $U_H(t) = U_t(t) \sim 0$, фильтр не действует. Подключение нагрузки R_n и дальнейшее уменьшение ее сопротивления приводит к относительному возрастанию доли индуктивного сопротивления в полном сопротивлении цепи нагрузки. Следовательно, обеспечивается повышение эффективности работы фильтра.

При расчете индуктивности дросселя часто принимается несоизмеримость сопротивления для первой гармонической составляющей в режиме номинального тока нагрузки.

Отдельно дроссель, как фильтр, применяется редко. Т.к в условиях питания постоянным током устройств электрооборудования индуктивным фильтром является индуктивность нагрузки: например, индуктивность обмотки возбуждения электродвигателя, обмотки тягового электромагнита.

Включение индуктивного фильтра выгодно при малых значениях R_n (в выпрямителях средней и большей мощности). Емкостный фильтр эффективен в цепях с большим значением R_n (малыми нагрузочными токами, при мощности не более десятков ватт), так как легче добиться неравенства $R_n \gg 1/\omega C$.

Когда требуется особенно малое значение коэффициента пульсации q , то ёмкости и индуктивности простейших фильтров могут получиться очень большими. В этом случае рациональнее иметь Г-образный или П-образный фильтры, схемы которых приведены на рисунке 12:

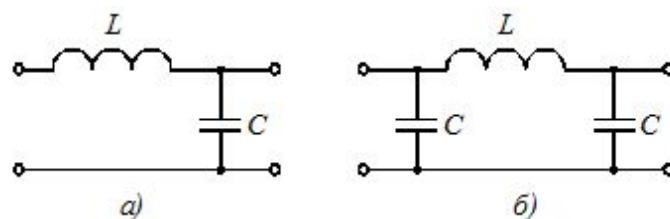


Рисунок 12. Схемы пассивных сглаживающих Г-образного (а) и П-образного (б) фильтров для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения

Стабилизаторы напряжения.

Стабилизатор предназначен для поддержания неизменным в заданных пределах постоянного выходного напряжения при колебаниях входного напряжения, поступающего

с фильтра. Полупроводниковые стабилизаторы, как правило, применяются для получения стабильного напряжения питания электронных и измерительных устройств сравнительно небольшой мощности, до десятков ватт. Используются три основные схемы стабилизаторов: параметрическая, компенсационная и импульсная.

Схемы полупроводниковых параметрических стабилизаторов напряжения выполняются на основе стабилитронов. ВАХ стабилитрона имеет на обратной ветви участок стабильного напряжения - участок лавинного пробоя (на рис. 13 приведена ВАХ стабилитрона Д 815 Д). Степень непараллельности этого участка ВАХ по отношению к оси тока определяется дифференциальным сопротивлением, имеющим весьма малые значения. При прямом включении стабилитрон обладает ВАХ обычного маломощного кремниевого диода.

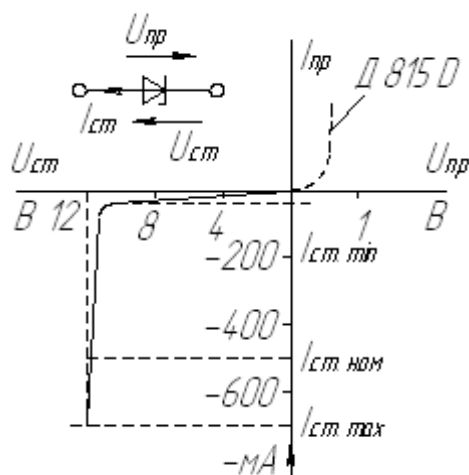


Рис. 13

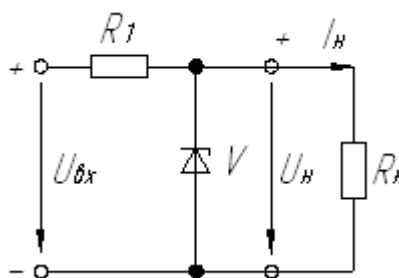


Рис. 14

Схема включения стабилитрона приведена на рис. 14, сопротивление нагрузки R_n подключается к входным клеммам стабилизатора.

Принцип работы параметрического стабилизатора основан на свойстве стабилитрона сохранять неизменным напряжение обратимого (лавинного) пробоя при колебаниях в известных пределах входного напряжения. Принцип работы параметрического стабилизатора поясняется на рис. 15.

Нагрузочная характеристика линейной подсхемы представляет прямую, проходящую через точки, соответствующие режимам холостого хода $U_{\text{н}} = \beta U_{\text{вх}}$ и короткого замыкания $I_{\text{н}} = U_{\text{вх}} / R_0$. Здесь $\beta = R_1 / (R_0 + R_n)$. [R_0 это R_1] Точка пересечения нагрузочной прямой и ВАХ стабилитрона является рабочей точкой и определяет ток и напряжение стабилитрона, угол наклона которой определяется величиной: $R_{\text{экв}} = (R_1 * R_n) / (R_1 + R_n)$. Колебания входного напряжения вызывают изменения тока через стабилитрон относительно номинального значения, при этом

выходное напряжение стабилизатора остаётся почти неизменным. При этом нагрузочная прямая перемещается параллельно самой себе. Балластное сопротивление R1 служит для ограничения тока через стабилитрон, который должен находиться в допустимых пределах при максимальных отклонениях входного напряжения, напряжение на нём всегда равно разности между входным и выходным напряжениями.

Для поддержания режима стабилизации сопротивление R1 рассчитывают так, чтобы рабочая точка располагалась посередине рабочего участка ВАХ. Если входное напряжение изменяется от $U_{вх.макс}$ до $U_{вх.мин}$, то $R1(= R_0)$ можно найти по формуле

, где

$$U_{ср} = \frac{U_{макс} + U_{мин}}{2} \quad \text{– среднее значение напряжения на входе стабилизатора;}$$

$$I_{ср} = \frac{I_{макс} + I_{мин}}{2} \quad \text{– средний ток стабилитрона;}$$

$$I_z = \frac{U_{ст}}{R_z} \quad \text{– ток нагрузки.}$$

Коэффициент стабилизации – это отношение относительного изменения входного напряжения к относительному изменению напряжения на выходе:

$$K_{ст} = \frac{\Delta u_{вх} / u_{вх}}{\Delta u_{вых} / u_{вых}}$$

Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора можно определить по приближенной формуле

$$K_{ст} \approx \frac{u_{вх} r_d + R_0}{u_{вх} r_d}$$

В последнем выражении r_d – динамическое сопротивление стабилитрона на участке лавинного пробоя. Поскольку $r_d \ll R1$, выходное сопротивление параметрического стабилитрона $R_{вых} \approx r_d$

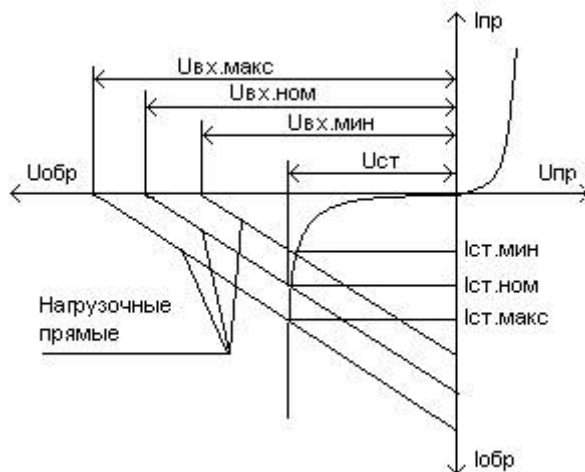


Рис. 15. Работа параметрического стабилизатора. $U_{пр}$, $U_{обр}$, $I_{пр}$, $I_{обр}$ – параметры ВАХ стабилитрона, $U_{вх}$ - напряжение на входе стабилизатора (на выходе фильтра), $I_{ст}$ – ток через стабилитрон, $U_{ст}$ – напряжение на стабилитроне и нагрузке.

Для маломощных стабилитронов $R_{ст.дин}$ находится в пределах 5...50 Ом. Коэффициент стабилизации схем этого типа невысок и составляет 10...30 относительных единиц, применяются они в основном для ограничения уровней напряжений.

Более качественными характеристиками обладают компенсационные аналоговые и импульсные стабилизаторы, имеющие в своем составе регулируемый по цепи обратной связи элемент (обычно транзистор), который компенсирует отклонения входного напряжения, поддерживая тем самым неизменным напряжение на нагрузке. Недостатком схемы является непрерывный режим работы регулируемого транзистора, что увеличивает рассеиваемую на нём мощность, в связи с чем необходимо применять транзисторы повышенной мощности и теплоотводы.

Импульсный стабилизатор выходного напряжения в значительной степени свободен от указанного недостатка, поскольку регулирующий транзистор работает в облегчённом режиме, однако он имеет несколько больший коэффициент пульсаций из-за присутствия импульсной последовательности. Импульсный блок обеспечивает работу регулируемого элемента в ключевом режиме, характеристики которого определяются блоком сравнения. Используются в основном два способа управления: релейный и широтно-импульсный (ШИМ). В первом случае импульсы на выходе регулирующего элемента имеют амплитуду, равную в каждый данный момент входному напряжению, а регулирование обеспечивается изменением их длительности. Во втором случае амплитуда

импульсов постоянна и по сигналам импульсного блока изменяется их ширина (длительность).

2. ЗАДАНИЕ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

Методические указания к расчету фильтра

1. В случае, если емкость имеющихся в наличии конденсаторов меньше расчетной, можно применить параллельное включение нескольких конденсаторов, имеющих рабочее напряжение не меньше расчетного.

2. В случае, если рабочие напряжения конденсаторов меньше допустимого для конкретной схемы, можно применить последовательное включение конденсаторов, учитывая, что общая емкость в этом случае уменьшится. Такую схему рекомендуется применять в исключительном случае, поскольку пробой одного конденсатора вызовет “цепную реакцию” пробоев: к каждому из оставшихся в работе конденсаторов будет приложено большее напряжение, чем было до замыкания одного из них. Шунтирование конденсаторов резисторами в этом случае оказывается бесполезным.

3. Расчет элементов Г-образного фильтра

Основным параметром, характеризующим эффективность работы фильтра, является коэффициент сглаживания (фильтрации)

$$q = p_1 / p_2,$$

где p_1 – коэффициент пульсации на выходе выпрямителя в схеме без фильтра, p_2 – коэффициент пульсации на выходе фильтра. На практике чаще всего применяются пассивные Г-образные, П-образные и, реже, резонансные фильтры.

Исходными данными для расчёта индуктивности дросселя фильтра L и ёмкости конденсатора фильтра C являются коэффициент пульсации выпрямителя p , вариант схемного решения, а также требуемый коэффициент сглаживания q на выходе фильтра.

Расчёт параметров фильтра начинают с определения величины коэффициента сглаживания. Далее произвольно выбирается схема фильтра и определяется емкость конденсатора в ней. Ориентировочное значение емкости конденсатора сглаживающего фильтра можно определить по приближенной формуле:

$$C_{\phi} = 3200 I_n / U_n K_p,$$

где:

C_{ϕ} - емкость конденсатора фильтра, мкФ;

I_n - максимальный ток нагрузки, А;

U_n - напряжение на нагрузке, В;

K_p - коэффициент пульсации выпрямленного напряжения (отношение амплитудного значения переменной составляющей частотой 100 Гц на выходе выпрямителя к среднему значению выпрямленного напряжения).

Ёмкость конденсатора фильтра выбирают из ряда ёмкостей, приведённого ниже. На практике используют конденсаторы следующих ёмкостей: 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 4000 мкФ. Меньшие значения ёмкостей из этого ряда целесообразно применять при больших рабочих напряжениях, а большие значения ёмкости – при невысоких напряжениях.

Индуктивность дросселя в Г-образной схеме фильтра можно определить из приближённого выражения:

$$L \approx \frac{10q}{m^2 C}$$

где q – коэффициент сглаживания,

m – число фаз выпрямления,

C – ёмкость конденсатора.

Для П-образной схемы величина индуктивности определяется:

$$L \approx \frac{10^5 q}{C^2 m^3}$$

В формулы ёмкость подставляется в микрофарадах, а результат получается в генри.

3. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

3.1. Для выпрямителя, собранного в ходе выполнения лабораторной работы №1, снять и зарисовать на кальку осциллограмму выходного напряжения выпрямителя (без подключения сглаживающего фильтра).

3.2. Подключить к схеме конденсатор фильтра. **При монтаже схемы ОБЯЗАТЕЛЬНО учитывать полярность подключения электролитических конденсаторов!**

3.3. Снять и зарисовать на кальку осциллограмму выходного напряжения выпрямителя с подключенным фильтром.

3.4. Увеличить ёмкость конденсатора фильтра в два раза, снять и зарисовать на кальку осциллограмму выходного напряжения выпрямителя.

3.5. Рассчитать коэффициенты сглаживания ИВП и сравнить данные с расчетными (значение коэффициента пульсаций и данные для расчета использовать из Табл.2 лабораторной работы № 1).

3.6. Подключить к схеме Г-образного фильтра ИВП дроссель и повторить выполнение п. 3.3.

Контрольные вопросы

1. Основные требования, предъявляемые к схемам практических выпрямителей ИВП.
2. Коэффициент пульсаций выпрямителя, методы их снижения.
3. Назначение сглаживающего фильтра, Г- и П-образные типы фильтров. Емкостной сглаживающий фильтр.
4. Использование дросселя в сглаживающем фильтре, критерии выбора.
5. Методы стабилизации выходного напряжения ИВП. Недостатки применения полупроводниковых стабилизаторов.

ЛИТЕРАТУРА

6. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: уч. пос. для вузов. 3 изд. - М., Высшая шк., 2004, 790 с.
7. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: уч. пос. для вузов. 2-е изд. - М., Лаборатория базовых знаний, 2003, 486 с., ил.