

Л. Л. ДЕКАБРУН, А. Р. МКРТЧЯН

УСИЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ОШИБКИ В ПРЕЦЕЗИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРАХ ТОКА

Рассмотрены параметры усилителя сигналов ошибки, определяющие точность системы стабилизации электрического тока. Установлены ориентировочные величины этих параметров и наиболее точных применяемых на практике системах—системе стабилизации тока электромагнитов радиоспектрометров. Подвергнута анализу система преобразования сигнала со входным трансформатором. Рассмотрен принцип построения безтрансформаторной системы преобразования сигнала и методы защиты от возможных помех. Описан контактный преобразователь с магнитно-изолированной контактной системой. Приведены основная и вспомогательная схемы RC —усилителя, а также схемы фазовой подстройки и синхронного детектора.

Точная стабилизация сила тока необходима во многих экспериментальных методиках, в частности—в радиоспектроскопической аппаратуре. Если относительные изменения стабилизируемого тока не должны превышать $10^{-5} \div 10^{-6}$ (что является обычным требованием к системам стабилизации тока электромагнитов спектрометров ядерного магнитного резонанса), то при разработке системы стабилизации должен учитываться ряд факторов, влияние которых на работу более грубых систем мало существенно. Системы точной стабилизации тока являются в настоящее время предметом интенсивных, теоретических и экспериментальных исследований.

Одним из узлов системы стабилизации тока, в значительной степени определяющим ее точность, является усилитель сигнала ошибки. При разработке спектрометра ядерного магнитного резонанса для исследования кристаллов [1, 2] авторы пришли к определенным выводам относительно принципов построения таких усилителей. В настоящей работе излагаются эти выводы и приводятся варианты решения наиболее важных схемных и конструктивных вопросов.

а. Основные характеристики усилителя. Основными характеристиками усилителя сигнала ошибки, являются.

1. Полоса пропускания.
2. Коэффициент усиления.
3. Чувствительность (или приведенный уровень шумов).
1. Полоса пропускания должна, очевидно, начинаться с

$$(f_{\text{нпжн}})_{\text{гр.}} = 0,$$

поскольку система стабилизации должна подавлять действие сколь угодно медленного возмущения. Верхняя граничная частота полосы пропускания определяется обычно динамической характеристикой рабочей нагрузки стабилизатора. Если нагрузкой стабилизатора является электромагнит, то $(f_n)_{гр.}$ может составлять несколько десятых и даже сотых долей периода в секунду.

2. Коэффициент усиления определяется из необходимой жесткости стабилизации тока. Стабилизатор тока, независимо от того, что является его нагрузкой, представляет собой усилитель с токовым выходом, охваченный отрицательной обратной связью по току [3, 4].

Его структурная схема представлена на фиг. 1. Стабилизируемый ток I_n протекает через контрольное сопротивление R_0 . Падение напряжения на контрольном сопротивлении $I_n R_0$ сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Получающаяся в результате сравнения разность напряжений



Фиг. 1. Принципиальная схема стабилизаторов тока.

$$U_{вх} = U_{оп} - I_n R_0 \quad (2)$$

является сигналом ошибки системы стабилизации.

Эта разность усиливается. Это усиление приводит к изменению величины I_n и соответственно к уменьшению $U_{вх}$.

Усилитель напряжения и усилитель тока, показаны на структурной схеме (фиг. 1) отдельно для отражения функционального деления электронной (или полупроводниковой) схемы стабилизатора. Оба эти узла по их совместному действию являются усилителем с результирующей крутизной

$$S = \frac{dI_n}{dU_{вх}} = kS_1. \quad (3)$$

Стационарное состояние системы стабилизации описывается следующим уравнением

$$(I_n)_{cr} = \frac{SU_{оп}}{1 + SR_0}. \quad (4)$$

Устойчивость системы определяется с помощью диаграммы Найквиста [3, 5] для комплексной величины SR_0 .

Точность системы стабилизации, если усилитель обладает достаточной полосой пропускания, определяется весьма просто, поскольку при расчете ее реакции на внешнее возмущение комплексным характером S можно пренебречь.

Пусть $\Delta I_n'$ — изменение стабилизируемого тока, вызванное внешним возмущением; $\Delta I_n''$ — противодействующая реакция системы стабилизации. Обращаясь к структурной схеме стабилизатора (фиг. 1), найдем, что эти величины должны быть связаны следующим соотношением:

$$(\Delta I_n' - \Delta I_n'') R_0 S = \Delta I_n' \quad (5)$$

Отсюда „остаточная“ флуктуация тока:

$$\delta I_n = \Delta I_n' - \Delta I_n'' = \frac{\Delta I_n'}{1 + SR_0} \quad (6)$$

Или, в относительных единицах:

$$\frac{\delta I_n}{I_n} = \frac{\Delta I_n'}{I_n} \frac{1}{1 + SR_0} \quad (7)$$

Для обеспечения заданной точности стабилизации $\frac{\delta I_n}{I_n}$ при известной интенсивности возможных возмущений необходимо:

$$SR_0 \geq \frac{\Delta I_n'}{\delta I_n} - 1 \quad (8)$$

или, учитывая уравнение 3:

$$KS_1 R_0 \geq \frac{\left(\frac{\Delta I_n'}{I_n} \right)}{\left(\frac{\delta I_n}{I_n} \right)} - 1 \quad (9)$$

В прецизионных стабилизаторах рассчитываемые на жесткое подавление действия внешних возмущений

$$\frac{\frac{\Delta I_n'}{I_n}}{\frac{\delta I_n}{I_n}} \gg 1 \quad (10)$$

и уравнение (9) может быть упрощено

$$KS_1 R_0 \geq \frac{\frac{\Delta I_n'}{I_n}}{\frac{\delta I_n}{I_n}} \quad (11)$$

Уравнение (11) является основным расчетным уравнением системы стабилизации. Оно определяет результирующий коэффициент передачи разомкнутой петли стабилизатора, произведение $KS_1 R_0$. Так если $\frac{\Delta I_n'}{I_n}$ может достигать 0,1 (это обычная величина в системах с сетевым питанием, где основное возмущение — нестабильность напряжения источника, от которого получается I_n), а величина $\frac{\delta I_n}{I_n}$ не должна превышать 10^{-6} (обычное требование к стабилизаторам тока электромагнитов радиоспектрометров), то произведение $KS_1 R_0$ должно быть не меньше, чем 10^5 . Конкретные величины k , S_1 и R_0 в этом произведении определяются по известным характеристикам нагрузки ста-

близатора и источника, от которого получается стабилизируемый ток I_n . Поскольку контрольное сопротивление R_0 очень редко может иметь величину, превышающую несколько омов (из-за трудности надежного отвода тепла защиты от внешних помех) и крутизна усилителя тока S_i (как в ламповых, так и в транзисторных вариантах) составляет обычно доли ампера на вольт, необходимая величина kS_iR_0 получается практически полностью за счет k . Таким образом, в стабилизаторах высокой точности, где $\frac{\partial I_n}{I_n}$ не должно превышать $10^{-5} \div$

$\div 10^{-6}$, усилитель сигнала ошибки должен иметь коэффициент усиления $k = 10^5 \div 10^6$. Это некоторая типовая величина, от которой в отдельных конкретных случаях могут быть отступления в ту и другую сторону.

3. Чувствительность. Минимальный сигнал, четко «различаемый» услителем на фоне тепловых и ламповых шумов, равен:

$$(U_{\text{ш}})_{\text{мин}} = (\partial I_n)_{\text{мин}} R_0. \quad (12)$$

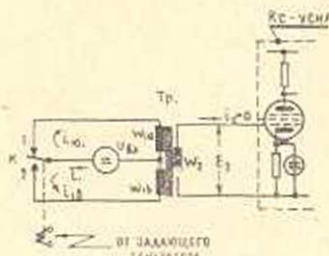
Поскольку R_0 по порядку величины составляет единицы омов и I_n в большинстве случаев составляет единицы ампер, $(U_{\text{ш}})_{\text{мин}}$ в системах точной стабилизации составляет несколько единиц или даже десятых долей милливольт.

6. Блок-схема усилителя сигнала ошибки определяется его полосой пропускания и чувствительностью. Это усилитель постоянного тока с преобразованием входного напряжения. При заданной чувствительности возможно только контактное преобразование. По видимому в будущем контактные преобразователи будут вытеснены бесконтактными системами на базе сложных полупроводниковых структур. При этом максимальная частота преобразования не может превышать $100 \div 120$ пер/сек и, следовательно, максимальная полоса пропускания усилителя в целом не может быть более $10 \div 12$ пер/сек [6]. Однако, такая полоса пропускания вполне достаточна в подавляющем большинстве случаев и необходимости в применении более сложных схем усиления, например, рефлексных, или схем с непрерывной коррекцией нуля [3] нет.

в. Защита от внешних помех. В усилителях, предназначенных для усиления очень слабых сигналов, электромагнитная и электростатическая экранировка недостаточна. Мощные (по сравнению с полезным сигналом) помехи могут быть вызваны блуждающими токами, если последние могут замыкаться по какому-либо (хотя бы и очень короткому) участку входной цепи усилителя. Поэтому вся контрольная часть системы стабилизации тока должна иметь одноточечное заземление [7].

г. Система преобразования с согласующим трансформатором. Чувствительность усилителя определяется главным образом структурой и параметрами системы преобразования входного сигнала в напряжение переменного тока. Одна из наиболее распространенных

систем — система с согласующим трансформатором, принципиальная схема которого представлена на фиг. 2. Качественный анализ работы таких схем приведен в [3]. Для выявления их рабочих характеристик необходим более детальный анализ.



Фиг. 2. Схема контактного преобразователя усиленного сигнала со входным трансформатором.

Ток в секциях первичной обмотки трансформатора W_{1a} и W_{1b} (фиг. 2) замыкается и размыкается контактом K , поэтому переходной процесс в каждой секции протекает автономно независимо от электрической и магнитной предистории трансформатора. Ток в секции W_{1b} после замыкания контакта в положении I нарастает по закону (если не учитывать индуктивность рассеяния первичной обмотки и сеточный ток лампы, нагружающий вторичную обмотку)

$$i_1 = \frac{U_{ex}}{R_1} (1 - e^{-t/\tau_1}), \quad (13)$$

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1} = \frac{0,4\pi W_{1a}^2}{R_\mu R_1} \cdot 10^{-9}. \quad (14)$$

Здесь R_1 — активное сопротивление секции,

R_μ — магнитное сопротивление для потока в сердечнике трансформатора

$$R_\mu = \frac{l_m}{\mu_m S_m}, \quad (15)$$

l_m — средняя длина магнитной линии (см)

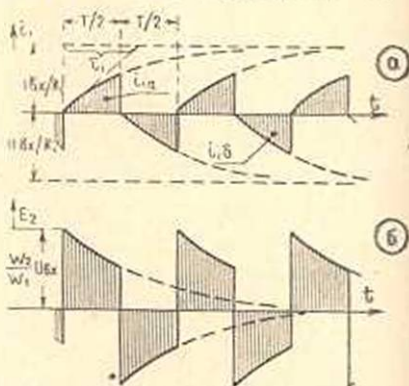
S_m — сечение магнитопровода см²

μ_m — магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Процесс, описываемый уравнением (13), будет длиться половину периода напряжения задающего генератора, управляющего работой преобразователя. По истечении $T/2$ цепь секции W_{1a} будет разорвана и практически в тот же момент включена секция W_{1b} магнитопровода трансформатора в противоположном направлении (фиг. 3а). Магнитный поток связан с намагничивающим током соотношением

$$\Phi = \frac{l L_1}{W_1} i_1. \quad (16)$$

а ЭДС, полученная на входе RC — усилителя равна



Фиг. 3. Диаграммы токов и напряжений в схеме со входным трансформатором.

$$E_2 = W_2 \frac{d\Phi}{dt} = L_1 \frac{W_2}{W_1} \frac{di_1}{dt} \quad (17)$$

Таким образом, на входе усилителя получается напряжение в форме периодически повторяющихся импульсов (фиг. 3б), каждый из которых описывается уравнением (см. ур-я 13 и 17)

$$E_2 = U_{\text{нх}} \frac{W_2}{W_1} e^{-t/\tau_1} \quad (18)$$

Форма этих импульсов, или их „наполнение“ при заданном T определяется величиной τ_1 , т. е. конструктивными данными трансформатора. Напряжение, полученное в результате синхронного детектирования преобразованного и усиленного напряжения сигнала в первом приближении пропорционально постоянной составляющей в серии импульсов одного знака [3] относительная величина которой,

$$\left[\frac{E_{20}}{U_{\text{нх}} \frac{W_2}{W_1}} \right] = f \left(\frac{E_1}{T} \right) \quad (19-a)$$

легко рассчитывается. В этом уравнении

$$E_{20} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E_2 dt \quad (19-b)$$

Аналогичная по характеру зависимость связывает с постоянной времени первичной цепи, τ_1 , амплитуду основной гармоники напряжения E_2 .

Из характеристики, описываемой уравнением (19-a) следует, что параметры входной цепи преобразователя должны удовлетворять условию

$$\tau_1 \geq (1,5 \div 2) T \quad (20)$$

Если не учитывать активное сопротивление источника сигнала (трансформаторные преобразователи принципиально могут работать только с низкоомными источниками $U_{\text{нх}}$), то выражение для τ_1 находится просто. Положим для простоты, что магнитопровод трансформатора имеет круглое сечение и средний диаметр секции обмотки равен $D_{\text{ср}}$. Предполагая обязательную в данном случае рядовую намотку с коэффициентом заполнения 0,9, найдем

$$\tau_1 = 1,2 \frac{\mu_m S_m}{l_m} \frac{ab}{D_{\text{ср}}} \cdot 10^{-4} \quad (21)$$

(μ_m — магнитная проницаемость материала магнитопровода, S_m — сечение магнитопровода, l_m — средняя длина магнитной линии, a и b соответственно аксиальный и радиальный размеры секции). У большинства трансформаторов

$$\frac{S_m}{I_m D_{cp}} = (0,08 \div 0,2).$$

Принимая эти величину равной 0,1, находим

$$\tau_1 = 1,2 \cdot 10^{-5} (ab) \mu_m \quad (22)$$

Это соотношение показывает, что при обычных частотах преобразователя ($f \leq 100$ гц) для магнитопровода необходим материал с $\mu_m > 10^4$ в самой начальной части кривой намагничивания. Таким материалом является молибденовый пермаллой, подвергнутый специальной термомагнитной обработке. Изготовление трансформаторов на пермалловых магнитопроводах доступно только хорошо и всесторонне оснащенным лабораториям и может быть рентабельным только при массовом производстве (например, в усилителях серийно выпускаемых автоматических потенциометров ЭПП используются хорошо конструктивно и технологически отработанные трансформаторы).

Серьезное затруднение в применении трансформаторов вызывает необходимость их астатизации по отношению к внешним магнитным полям. Авторами испытаны несколько возможных методов астатизации. (В том числе входной трансформатор от усилителя ЭПП-09). Ни один из них не дал удовлетворительной защиты от магнитных полей приводной обмотки преобразователя или трансформаторов схемы синхронного детектирования. Известно [8], что при самой тщательной астатизации необходимо многослойное экранирование трансформатора пермалловыми экранами. При этом трансформатор становится чрезвычайно сложным конструктивно и громоздким [9].

Приведенные выводы по нашему мнению сильно обесценивают несомненное серьезное преимущество трансформаторной системы, заключающееся в том, что выбором соответствующей величины W_2/W_1 можно сколь угодно уменьшать величину шумового сопротивления усилительной лампы, приведенной к контуру U_1 (фиг. 2). Поэтому была предпринята попытка решить задачу преобразования без применения трансформаторов.

д. Бестрансформаторная система преобразования. Основные трудности в осуществлении такой системы следующие:

1. Выбор материала контактов, обеспечивающего надежную коммутацию микровольтных напряжений.
2. Исключение ложных сигналов, обусловленных коммутацией сеточного тока усилительной лампы.
3. Защита подвижного контакта системы преобразования от внешних магнитных полей, так как в противном случае в подвижном контакте неизбежно будет наводиться паразитная ЭДС.

Для коммутации микровольтовых напряжений рекомендуется [10] контакты из сплавов с преимущественным (95% и выше) содержанием золота. Удовлетворительные результаты получены с помощью контактов из сплава золото—серебро—платина (золота 96%) и сплава золото—никель—марганец (золота 94%).

Принцип исключения эффекта коммутации сеточного тока усилительной лампы представлен на фиг. 4. Цепь источника и „мертвая“ цепь имеют равные сопротивления R . На время пролета контакта сетка блокирована небольшим ($\approx 60 \mu F$) конденсатором C .

Несколько сложнее обстоит дело с защитой подвижного контакта от внешних магнитных полей. Если такое поле B направлено перпендикулярно плоскости движения контакта K (фиг. 4), то во входном контуре неизбежно будет наводиться ЭДС. Это наблюдается, например, у поляризованных реле типа РП, у которых подвижный контакт находится в поле поляризующего постоянного магнита. Проблема защиты контакта от магнитных полей обсуждается давно, в числе возможных решений предлагалась замена электромагнитного провода пневматическим [11]. Опыт показывает, что удовлетворительное решение дает магнитная изоляция приводного механизма и контактной системы, кратко описанная в [2]. Сущность ее состоит в том, что поляризованный приводной механизм (например, электро-



Фиг. 4. Бестрансформаторная схема преобразования, устраняющая эффект коммутации сеточного тока усилительной лампы.

механическая система поляризованного реле РП—4), связана с подвижными контактами системы преобразования тонкой тягой, проходящей через небольшое отверстие в магнитном экране.

Контакты системы преобразования (иногда вместе с первой лампой усилителя) заключены в магнитный экран, в качестве которого может быть использовано простое железо, так как требования к экранировке здесь неизмеримо ниже, чем у трансформаторных преобразователей.

Бестрансформаторный преобразователь имеет следующие серьезные преимущества:

1. Он прост конструктивно, его изготовление не требует применения специальной технологии термообработки.
2. Он практически не ограничивает величину внутреннего сопротивления источника сигнала.

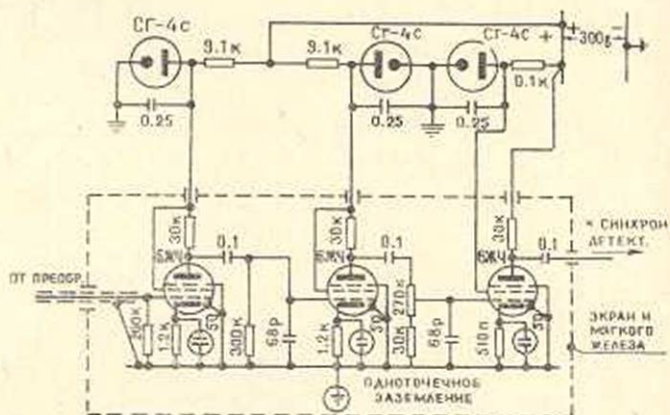
Бестрансформаторный преобразователь не позволяет осуществлять редукцию шумового сопротивления усилительной лампы при приведении его ко входной цепи. Снижение шумов здесь должно проводиться путем ограничения полосы пропускания усилительного тракта в целом.

Интересно отметить, что в настоящее время наметилась явная тенденция к использованию в усилителях слабых электрических сигналов контактных преобразователей [12].

е. *RC—усилитель*. Возможны многие схемные варианты усилителей, обеспечивающие необходимое усиление при заданном уровне шумов. Трудно сформулировать условия, позволяющие однозначно выбрать необходимый вариант. Одним из существенных факторов, характеризующих схему при прочих равных условиях является ее

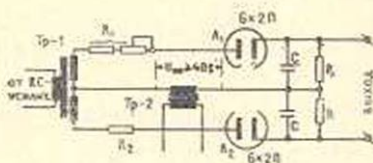
простота и стабильность. Именно этим продиктована схема, представленная на фиг. 5, которая не требует пояснения.

Одной из трудных задач, которые приходится решать в таких усилителях, является задача устранения фона источников питания. Радикальным решением этой задачи является жесткая стабилизация анодного питания ламп, а также питания накальных цепей постоянным током от хорошо стабилизированного источника. Последнее логично (поскольку речь идет о небольшом напряжении и относительно сильном токе) осуществлять с помощью полупроводниковых схем.

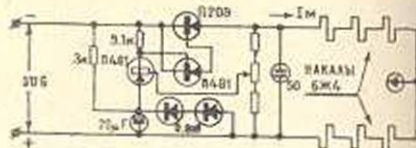


Фиг. 5. Принципиальная схема RC -усилителя с максимальным коэффициентом усиления $\sim 2 \cdot 10^3$.

Схема представленная на фиг. 6, предназначенная для питания накалов пяти ламп, включенных последовательно ($U_n = 5 \times 6,3$ в; $I_n = 350$ мА), прекрасно зарекомендовала себя на практике.



Фиг. 6. Принципиальная схема высокостабильного синхронного детектора.



Фиг. 7. Стабилизатор напряжения питания накальных цепей ламп усилителя.

ж. Синхронный детектор. Фазовая подстройка. Наиболее стабильной схемой синхронного детектирования, является двухтактная схема, представленная на фиг. 7. При правильной ее регулировке с помощью сопротивлений R_1 и R_2 входное напряжение будет полностью независимым от величины опорного напряжения в весьма широком диапазоне его значений. (Отметим здесь, что при использовании вместо вакуумных диодов $6 \times 2P$ кристаллических диодов любого типа получить высокую стабильность схемы по отношению $U_{оп}$ не удастся). Известно, что в схемах синхронного детектирования опорное напряжение должно совпадать по фазе с напряжением сиг-

нала. Поскольку инерция приводных механизмов системы преобразования начинает сказываться уже на частоте несколько периодов в секунду и при частоте несколько десятков периодов в секунду, выбираемой для преобразования, вносит фазовый сдвиг, близкий к 90° , в схеме усилителя необходимо предусматривать фазовую коррекцию. Наиболее простое решение — использование RC -цепей. Поскольку с помощью таких цепей трудно получить фазовый сдвиг больше, чем 60° , задача решается двумя звеньями подстройки: „опережение“ в передаче напряжения на синхронный детектор и „отставание“ в передаче напряжения на проводной механизм. С помощью этих звеньев сдвиг между напряжением питания привода преобразователя и опорным напряжением синхронного детектора может быть доведен до 110° и более.

3. *Заключение.* Усилитель, элементы схемы которого описаны выше, полностью решает поставленную задачу: его чувствительность (при постоянной времени синхронного детектора $\sim 0,1$ сек) составляет десятки доли микровольта, максимальный коэффициент усиления более, чем 10^6 . Он длительное время успешно эксплуатируется в системе питания электромагнита [2]. Следовательно, можно считать правильными использованные нами при построении этого усилителя принципы (бестрансформаторная система преобразования, магнитная изоляция подвижных контактов системы преобразования, тщательное устранение фона источника питания, использование простейшего $R-C$ -усилителя с надлежащим образом выбранными лампами и надлежащей конструкцией). Это дает право заключить, что во многих известных нам работах [см., напр. 12], задача построения таких усилителей излишне усложнена.

Следует отметить, что в дальнейших работах авторы предполагают строить такие схемы только с одной вакуумной лампой на входе $R-C$ -усилителя. Все остальные элементы схемы предлагается строить на полупроводниковых приборах, это дает серьезное сокращение габаритов и потребляемой мощности. При этом принципиально возможно „вписать“ единственную вакуумную лампу на входе $R-C$ -усилителя (из-за относительно высокого уровня шумов транзистор здесь не может быть использован) в систему питания транзисторных схем. Для этого экономично применять лампы прямого накала, например, 2Ж28Л.

В заключение авторы выражают благодарность сотрудникам группы ядерного магнитного резонанса Института химической физики Академии наук СССР, гг. Ветрову О. Д., Кильянову Ю. Н., Зимину К. С. за помощь в настоящей работе.

Институт химической физики
АН СССР

Поступила 9 XII 1964

Լ. Լ. ԴԵԿԱԲՐՈՒՆ, Ա. Բ. ՄԿՐՏՅԱՆ

ՍԽԱԼԻ ԱԶԳԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՈՒՃԵՂԱՅՈՒՄԸ ՊՐԵՑԵԶԻՈՆԱՅԻՆ
ՀԱՍՏԱՆԻ ԿԱՅՈՒՆԱՐԱՐՆԵՐՈՒՄ

Ա մ փ ո փ ո լ մ

Հոսանքի ճշտորոշ կալունացման սխառմաների հարցերն ալժմ համարվում են տեսական ու փորձնական ինտենսիվ ուսումնասիրությունների առարկա:

Հոսանքի կալունացման սխառմի կարևոր հանդուլներից մեկը համարվում է սխալի ազդանշանների կալունարարը:

Հոլվածում քննարկված է սխալի ազդանշանների ուժեղարարի պարամետրները, որոնք ընտրողում են և որոնցից կախված է էլեկտրական հոսանքի ճշտորոշ կալունացման սխառմի աշխատանքի սաուլցությունը: Սահմանված են ալ պարամետրների կողմնորոշ մեծությունները դործնականում բալականին մեծ ճշգրտություն պահանջող սխառմաների՝ ազդիտակարմետրների էլեկտրամագնիսների հոսանքի կալունացման սխառմաների համար Բննադատության ու անալիզի է ենթարկված մուտքալին տրանսֆորմատորի օգտագործմամբ ազդանշանի կերպափոխման սխառմը: Բննարկված է ազդանշանի կերպափոխման անարատնֆորմատորալին սխառմի կալունացման սկզբունքը և հնարավոր խանգարումներից պաշտպանելու մեթոդները: Նկարագրված է կոնսակաալին կերպափոխիչի մոդերն-մեկուսիչալին կոնսակաալին սխառմի հետ: Տրված են հիմնական ու օժանդակ RC ուժեղարարի սխառմաներ ինչպես և ֆադալին կարպալորման ու սինխրոնալին դեակտորի սխառմաներ:

Աաաարկված սկզբունքը հաշուլլվամբ ու երկարատև սաուլման է ենթարկվել էլեկտրամագնիսի պրեցիզիոնալին հոսանքի կալունացման սխառմում և աղաարալի է իրեն, որը և հիմք է աալիա կերպաալնելու՝ բազմաթիվ մասնագետներ, սխալի ազդանշանների ուժեղարարների մշակման ու շահագործման մասանակ անտեղի կերպով և չափից ալելի բարդալնում են ճշված ինզիրը:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Мкртчян А. Р. О новой возможности использования метода ЯМР для изучения разупорядоченности кристаллов. ДАН АрмССР, 37, № 5, 1963.
2. Декабрун Л. Л., Мкртчян А. Р. Система управления током электромагнитных спектрометров ядерного магнитного резонанса. Известия АН АрмССР, серия физ.-мат. наук, 17, № 1, 1964.
3. Декабрун Л. Л. Усилители и источники питания. Росвуиздат, М., 1961.
4. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. "Советское радио", М., 1962.
5. Хэммонд П. Теория обратной связи и ее применения. Физматгиз, М., 1961.
6. Декабрун Л. Л. Усилители сигналов ошибки устройств автоматического регулирования и стабилизации. Автоматика и телемеханика, 21, № 1, 1960.
7. Волин М. Л. Паразитные связи и наводки. "Советское радио", М., 1960.
8. Larsen N. T. Low-Level, Low-frequency Detection System. The Rev. of. scin. Instr., 33, № 11, 1962, 1200—1208.

9. *Wadey W. S.* Magnetic Shielding with multiple cylindrical shells. *The Rev. of Soc. Instr.*, 27, 1956. 910.
10. *Хольм Р.* Электрические контакты. ИЛ, М., 1961.
11. *Schafer C.* D—C Amplifier, и sing air coupled chopper. „*Electronics*“, 1960, март.
12. *Ernst R. R., Primas H.* Gegenwärtiger stand und Entwicklungstendenzen in der Instrumentierung hochauflösender kernresonanzspectrometer. *Berichte der Bunsengesellschaft für Physicalische chemie*, № 3, 1963, p. 261.