

Ղ. Լ. ԴԵԿԱԲՐՈՒՆ, Ա. Ք. ՄԿՐՏՅԱՆ

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ СПЕКТРОМЕТРОВ ЯДЕРНОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

Краткая аннотация. Источники поляризуемого магнитного поля H_0 являются основными узлами спектрометров ядерного магнитного резонанса. При исследовании методом ЯМР-спектроскопии кристаллов в качестве источника H_0 может быть использован только электромагнит со специальной системой питания. В статье описана одна из возможных систем питания и найдено решение некоторых фундаментальных вопросов, общих для прецизионных систем питания электромагнитов. Параметры собственно электромагнита рассматриваются только там, где они непосредственно определяют параметры системы питания. Влияние колебаний сетевого напряжения нейтрализовано применением электромашинного преобразователя с относительно грубой электронной стабилизацией выходного напряжения. Начальное значение тока возбуждения электромагнита и закон его развертки во времени устанавливаются с помощью двух независимых источников опорного напряжения в системе стабилизации тока. Длительность развертки может превышать 2 часа. Обеспечен оптимальный рабочий режим проходных ламп. Специальная конструкция прерывателя и усилителя сигнала ошибки обеспечивают надежное усиление микровольтовых сигналов. Подвергнута критике принятая в ряде работ схема замещения электромагнита.

Источник главного магнитного поля H_0 в спектрометрах ядерного магнитного резонанса (ЯМР), предназначенных для исследования строения природных кристаллов, должен обладать некоторыми особенностями, не присущими источникам H_0 ЯМР-спектрометров других назначений. Важнейшая особенность состоит в том, что здесь требуется большая длительность (до двух часов) и большая глубина (до $0,1 H_0$) линейной развертки магнитного поля в процессе регистрации спектров. Следующая особенность состоит в том, что начальное значение H_0 для разных кристаллов может иметь существенно различное значение в пределах, например, от 1 до 10 килоэрстед. Наряду с этим сохраняются присущие ЯМР-спектрометрам требования высокой однородности магнитного поля в рабочем объеме, где размещается исследуемый образец, а также точное соответствие H_0 тому значению, которое предписывается условиями опыта. Из этих требований только одно (высокая однородность магнитного поля) относится к конструкции магнита. Все остальные относятся к системе питания магнита и стабилизации H_0 .

Перечисленные требования затрудняют использование для исследования кристаллов высококачественных электромагнитов, выпускае

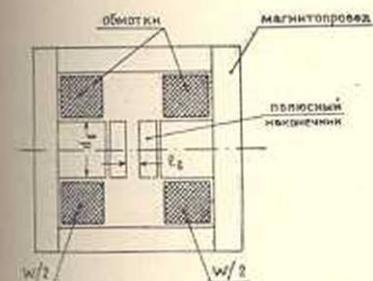
мых в настоящее время [1]. Широко используемые в ЯМР—спектроскопии постоянные магниты [2, 3, 4] не могут здесь рассматриваться, так как допускают регулировку H_0 только в узких пределах.

Для целей исследования методами ЯМР-спектроскопии упорядочения—разупорядочения кристаллов [5] авторами совместно с конструкторами и технологами Производственного отдела Института химической физики АН СССР (руководитель отдела тов. Руссиян Е. К.) разработан источник H_0 , удовлетворяющий всем необходимым требованиям. Найденные при этом решения некоторых основных вопросов могут быть использованы в источниках H_0 других назначений.

Настоящая статья посвящена, главным образом, системе питания электромагнита, поскольку, как отмечалось, именно от системы питания зависят интересующие нас качества источника H_0 . Принципиально система питания должна жестко поддерживать установленную величину тока возбуждения магнита I_m (флуктуации I_m по относительной величине не должны превышать 10^{-6}), независимо от того, является ли эта установленная величина постоянной или изменяется

во времени по некоторому предписанному закону. Параметры системы питания тесно связаны с параметрами электромагнита, которые в связи с этим приходится иногда затрагивать.

Вопросы конструкции электромагнитов для ЯМР-спектроскопии рассмотрены во многих работах (см., например, [6, 7, 8]). Конструктивная схема в общих чертах общепринята (см. фиг. 1):



Фиг. 1. Конструктивная схема электромагнита ЯМР-спектрометра

1. Замкнутый магнитопровод жесткой конструкции,

2. Симметричное расположение намагничивающих обмоток,

3. Пространственно-юстируемые полюсные наконечники.

Высокая однородность магнитного поля в центральной области воздушного зазора обеспечивается следующими мерами:

1. Точной оптической обработкой рабочих поверхностей полюсных наконечников,

2. Высокой металлургической однородностью материала полюсных наконечников,

3. Большой величиной отношения диаметра полюсных наконечников d_n к длине воздушного зазора l_n :

$$\frac{d_n}{l_n} > 5. \quad (1)^*$$

* Это соотношение в значительной мере является эмпирическим. Расчет конфигурации магнитного поля в зазоре электромагнита, опубликованный около 80 лет назад [9], основан на предположении равномерной поляризации полюса, для чего нет строгих оснований, тем более при оценке микронеднородностей, играющих

Для расчета ампервитков, которые должна создавать обмотка электромагнита, предложен ряд формул, где насыщение магнитопровода учитывается эмпирическими коэффициентами [7]. При $H_0 < 10^6$ удовлетворительный результат дает формула

$$JW = 1,25 \frac{H_0 I_n}{0,4\pi} \quad (3)$$

Система питания и конструктивные размеры магнита существенно зависят от того, какая плотность тока j задается в обмотках. На фиг. 2 приведены графики, дающие качественное представление о том, как от плотности тока j зависят следующие величины:

1. Мощность, потребляемая магнитом, P ,
2. Вес магнита Q ,
3. Поверхность охлаждения обмоток $S_{охл.}$,
4. Удельная мощность $P_0 = P/S_{охл.}$.

Эти графики (которые для конкретных величин I_n и d_n могут быть легко приведены к количественному масштабу) показывают, что за счет увеличения веса (следовательно, и габаритов) магнита можно неограниченно снижать величину необходимой мощности. Выбор той или иной конкретной величины⁸ требует учета ряда дополнительных факторов, основной из которых — возможность искусственного охлаждения. Поскольку искусственное охлаждение обмоток крайне неудобно в эксплуатации, мы ориентировались на такую удельную мощность, при которой в условиях естественного (конвекционного) охлаждения температура обмоток будет превышать температуру окружающего воздуха не более, чем на $10^\circ - 15^\circ$ [10]. При этом P составляет около 780 ватт.

Необходимая мощность

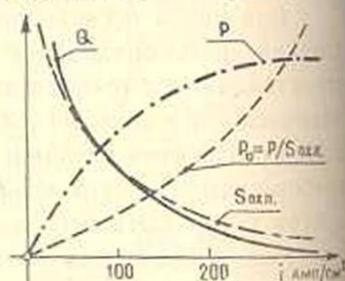
$$P = U_M I_M \quad (4)$$

может быть получена при любом значении силы тока I_M . Конкретная величина зависит от выбора системы стабилизации I_M : если эта система строится на транзисторах, то U_M должно быть мало, порядка нескольких десятков вольт, если же система стабилизации строится на электронных лампах, то желательно уменьшать величину I_M (чтобы

основную роль в ЯМР-спектрометрах. По-видимому, более точно, конфигурация магнитного поля может быть найдена из того факта, что энергия магнитного поля

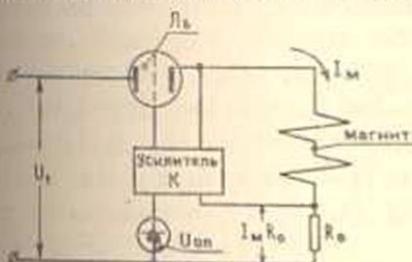
$$A_M = \frac{1}{8\pi} \iiint H^2(x; y; z) dx dy dz \quad (2)$$

электромагнита стремится к максимуму. Однако, решение этой очень важной для прецизионных магнитов задачи не входит в рамки настоящей работы.



Фиг. 2. Зависимость основных параметров электромагнита от плотности тока в его обмотках.

не использовать слишком мощные лампы), увеличивая соответственно U_0 . Полупроводниковые стабилизаторы I_M тока пока еще уступают ламповым в отношении точности [11, 12, 13, 14,], и в практике ЯМР-спектроскопии основными видами стабилизаторов I_M являются ламповые стабилизаторы последовательного типа [15], которые приняты и в нашей системе питания.



Фиг. 3. Принципиальная схема электронного стабилизатора тока последовательного типа

Если коэффициент передачи разомкнутой петли имеет достаточно большую величину

$$\Lambda S R_0 = 10^3 + 10^5 \quad (5)$$

(S —крутизна проходных ламп L_0 при данной нагрузке), характеризуется соотношением

$$(I_M)_0 = \frac{U_{оп}}{R_0} \quad (6)$$

Основными источниками нестабильности I_M являются:

1. Нестабильность опорного напряжения $U_{оп}$,
2. Дрейф усилителя сигнала ошибки,
3. Температурные изменения сопротивления обмотки магнита R_M ,
4. Нестабильность напряжения питания U_1 .

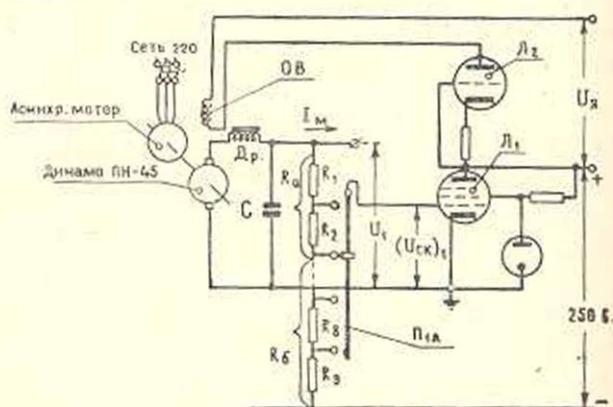
Влияние первого из перечисленных факторов подробно рассмотрено в [16]. Из остальных факторов наибольшую роль играет нестабильность U_1 . Если U_1 изменяется на ΔU_1 , то это приводит к изменению I_M на величину

$$\Delta I_M = \frac{\Delta U_1}{R_i + R_M + \mu K R_0} \approx \frac{\Delta U_1}{S R_i K R_0} \quad (7)$$

(R_i —дифференциальное внутреннее сопротивление проходных ламп, μ —их статический коэффициент усиления).

Если U_1 получается непосредственным выпрямлением сетевого напряжения ($\Delta U_1 = (+0,1 \div -0,15) U_{10}$), то для поддержания изменений I_M в допустимых пределах требуется очень большая величина KSR_0 . Кроме того, в этом случае система стабилизации I_M должна содержать дополнительные узлы, предназначенные для компенсации кратковременных динамических бросков U_1 [17]. По-видимому, более рациональным решением является предварительная стабилизация напряжения U_1 . Влияние динамических бросков сетевого напряжения будет полностью нейтрализовано, если вместо выпрямления получать

напряжение U_1 с помощью электромашинных агрегатов. Такое решение имеет ряд недостатков, в частности, шум агрегата и создаваемая им вибрация. Однако, помимо полной нейтрализации (благодаря жесткой тяговой характеристике асинхронного двигателя и большому запасу кинетической энергии вращающихся масс) бросков сетевого напряжения электромашинный агрегат имеет еще и то преимущество, что позволяет легко, плавно или ступенями, регулировать в широких пределах величину U_1 . Схема получения U_1 , использованная авторами, представлена на фиг. 4. Обмотка возбуждения динамо включена в анодную цепь лампы Λ_2 (6С18С), которая является выходным каскадом системы стабилизации U_1 . Напряжение U_1 посредством делителя $R_1 R_2; \dots; R_6$ сравнивается с хорошо стабилизированным напряжением $(U_{он})_1$ (250 вольт), усиливается лампой Λ_1 (6Ж9П) и управляет током возбуждения i_D .



Фиг. 4. Принципиальная схема стабилизации напряжения питания электромагнитного агрегата.

В установившемся режиме

$$\frac{U_1}{R_a} \approx \frac{(U_{он})_1}{R_0},$$

откуда:

$$U_1 = (U_{он})_1 \frac{R_a}{R_0}.$$

Изменяя с помощью переключателя П.А. отношение R_a/R_0 , можно в широких пределах изменять U_1 , причем каждое из установленных значений будет стабилизировано в данном случае с точностью лучшей, чем $\pm 10^{-3}$.

В соответствии с характеристиками динамо ПН-45 (это наиболее высоковольтная машина данной серии) установлены такие параметры обмотки возбуждения магнита, при которых

$$(I_M)_{\max} = 2,5 \text{ ампера}$$

$$(U_M)_{\max} = 310 \text{ вольт},$$

при этом в воздушном зазоре достигается индукция ~ 10.000 э,

Процесс съемки спектра ЯМР предполагает установку некоторого начального значения напряженности магнитного поля (H_0)_{нач} и последующего изменения этого поля по линейному закону на глубину ΔH_p за время T_p . Система стабилизации должна подавить самопроизвольные, обусловленные внутренними причинами флуктуации H_0 до такой степени, чтобы обусловленные этими флуктуациями искажения предписанного закона развертки были пренебрежимо малы

$$\frac{dH_0}{dt} \gg \frac{\delta H_0}{dt} \quad (10)$$

(δH_0 —величина самопроизвольных изменений H_0 .)

Это соотношение определяет абсолютную величину коэффициента передачи разомкнутой петли $KS \cdot R_0$ и технические характеристики отдельных узлов (усилитель сигнала ошибки, источники опорного напряжения, контрольное сопротивление R_0).

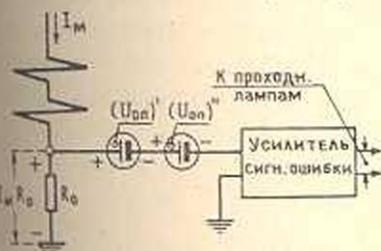
Закономерность, описанная выше, может быть обеспечена использованием в системе стабилизации двух источников опорного напряжения: $(U_{оп})'$, задающего начальную величину тока I_m и, следовательно, (H_0) _{нач}; и источника $(U_{оп})''$, напряжение которого изменяется по необходимому закону во времени (фиг. 5). Согласно (6),

$$I_m = \frac{(U_{оп})'}{R_0} + \frac{(U_{оп})''}{R_0}. \quad (11)$$

Поскольку время развертки T_p может достигать двух часов, обычно используемые для развертки электронные интегрирующие схемы [18] здесь неприменимы. Единственным решением задачи является механическая развертка с помощью синхронного мотора. Необходимый набор скоростей развертки обеспечивается переключением питания синхронного мотора на электронные генераторы различной частоты и переключением ступеней механического редуктора. Необходимая определенность в установке (H_0) _{нач}, в диапазоне от 2-х до 10кОэ, достигается ступенчато-плавной системой.

В описываемой системе авторы использовали специально разработанный источник опорного напряжения—кремниевые стабилитроны с термокомпенсирующими делителями [16]. В соответствии с принципом термокомпенсирующего делителя, его выходное (манганиновое) сопротивление должно иметь совершенно определенную величину. Этим определяются схемы коммутации $(U_{оп})'$ и $(U_{оп})''$, которые мы здесь не приводим.

При широкой регулировке величины I_m существенным вопросом является режим проходных ламп. Ступенчатое изменение величины



Фиг. 5. Принцип управления начальным значением магнитного поля и его разверткой

U_1 дает возможность использовать проходные лампы наиболее эффективно—в режиме максимальной крутизны и наиболее легкой тепловой нагрузки.

Наиболее экономичными лампами для системы стабилизации являются мощные триоды 6С18С. Полный ток магнита (2,5 ампера) могут пропустить 6 таких ламп, включенных параллельно. На фиг. 6 приведены характеристики такой группы ламп и показаны ступени регулировки I_m . Проходные лампы имеют постоянное отрицательное смещение на сетках (20 вольт). К этой постоянной величине добавляется напряжение, создаваемое усилителем сигнала ошибки, за счет которого I_m доводится до величины, заданной напряжениями $(U_{оп})'$ и $(U_{оп})''$. Система управления I_m , принцип которой представлен на фиг. 6, имеет следующие серьезные преимущества:

1. Проходные лампы всегда работают в оптимальном режиме по крутизне и тепловой нагрузке.
2. От усилителя сигнала ошибки не требуется на выходе больших напряжений (система всегда находится в состоянии, близком к состоянию равновесия), что благоприятно отражается на точности стабилизации.

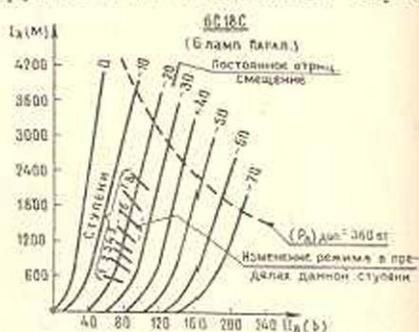
Важным узлом системы стабилизации I_m является усилитель сигнала ошибки. Это усилитель постоянного тока с ничтожно малым приведенным дрейфом и уровнем шумов. Предельная допустимая скорость дрейфа устанавливается соотношением (10), уровень шумов лимитируется следующим очевидным соотношением:

$$\delta I_m R_0 \gg (\bar{U}_ш) \quad (12)$$

(δI_m —допустимое отклонение I_m ; R_0 —контрольное сопротивление).

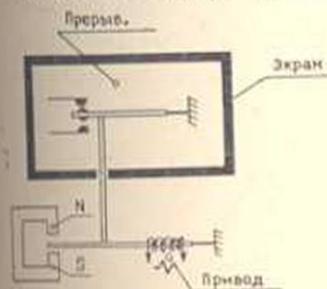
Сопротивление R_0 по вполне очевидным причинам не может иметь большую величину; в нашем случае оно равно 1,96 ома. Величина δI_m , как отмечалось, не должна превышать 10^{-6} от I_m . Следовательно, усилитель должен четко реагировать на сигнал в несколько микровольт. Его коэффициент усиления, в соответствии с (4) и при крутизне проходных ламп, получаемой из графика фиг. 6, должен составлять примерно 10^6 .

Для реализации перечисленных требований необходим усилитель с преобразованием сигнала ошибки в напряжение переменного тока [19]. Рабочая частота прерывателя и синхронного детектора нами выбрана равной 82 пер/сек. Эта величина дает возможность эффективно отстроиться от помех, создаваемых сетью. В целях снижения фона все цепи в схеме RC-усилителя (анодные цепи, экранированные сетки, на-



Фиг. 6. Режим работы проходных ламп системы стабилизации на различных ступенях (I_m) нач.

кад ламп) питаются от хорошо стабилизированных источников постоянного тока. Благодаря этому, а также тщательной экранировке, RC-усилитель, включающий три каскада на низкошумящих пентодах 6Ж4, с общим коэффициентом усиления $2 \cdot 10^8$ имеет фоновое напряжение 50 пер/сек , не превышающее $1,5\text{--}2 \text{ микровольта}$. Прерыватель заключен в электростатический и электромагнитный экран. Его привод, являющийся мощным источником наводок, вынесен за пределы экрана (фиг. 7). В качестве основы для прерывателя использована контактная система поляризованного реле РП-4. Контакты выполнены либо из чистого золота, либо из сплава с преимущественным содержанием золота. Такие контакты надежно коммутируют микровольтовые напряжения [20].



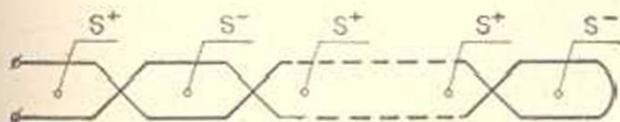
Фиг. 7. Конструктивная схема преобразователя сигналов ошибки

Тщательно продуманная конструкция контрольного сопротивления R_0 —необходимое условие высококачественной стабилизации I_m . Речь идет о следующих факторах, способных вызвать нестабильность I_m :

1. Нестабильность величины R_0 , связанная с колебаниями его температуры.
2. Паразитные термоэдс в местах соединения R_0 с другими цепями схемы.
3. Электромагнитные наводки в контуре R_0 .

Нейтрализация перечисленных факторов возможна многими способами, наиболее простыми и эффективными, по мнению авторов, являются следующие:

1. Сопротивление R_0 выполняется из марганциновой проволоки, обладающей очень малым температурным коэффициентом и ничтожно малой термоэдс по отношению к меди. Сопротивление размещается в масляной ванне благодаря чему уменьшается его температура в рабочем режиме и, что более важно, увеличивается тепловая инерция.



Фиг. 8. Схема расположения петли контрольного сопротивления

2. Конструктивно R_0 выполняется в виде бифилярной петли (фиг. 8), которая перекрещивается в ряде мест, образуя, таким образом, по отношению к внешнему электромагнитному полю элементарные петли с площадями S^+ и S^- . При достаточно точной укладке

петли, когда

$$\Sigma S^+ \approx \Sigma S^-,$$

ЭДС, наводимая в контуре R_0 внешними электромагнитными полями, будет иметь ничтожно малую величину.

Нам остается рассмотреть вопрос об устойчивости системы. В электронных устройствах оценка устойчивости в большинстве случаев производится по критерию Найквиста [21], согласно которому ответ на вопрос об устойчивости дает реакция разомкнутой системы на гармоническое возмущение. Для этого возмущения коэффициент передачи разомкнутой петли является комплексной величиной:

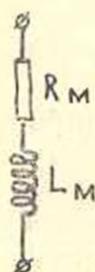
$$kSR_0 = \dot{F}(\omega). \quad (1)$$

Анализируя функцию $\dot{F}(\omega)$ в диапазоне

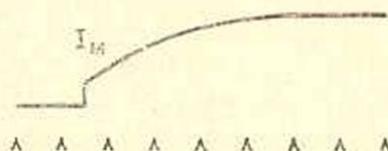
$$0 \leq \omega \leq \infty,$$

можно установить устойчива или неустойчива данная система при замыкании петли обратной связи. Зная комплексную величину \dot{S} , трудно задать параметры усилителя, то есть комплексную величину \dot{F} , так, чтобы обеспечивалась надежная устойчивость системы стаби-

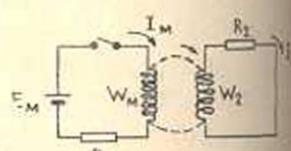
зации. Для определения \dot{S} необходимо знать комплексный характер сопротивления обмотки электромагнита, то есть предположить определенную схему замещения



Фиг. 9. Схема замещения обмотки электромагнита



Фиг. 10. Осциллограмма переходного процесса в обмотке электромагнита



Фиг. 11. Демпфирующее действие вихревых токов в массе магнитопровода

для этой обмотки. Обычно [22] в схему замещения магнита вводят активное сопротивление его обмотки R_m , ее индуктивность L_m и распределенную емкость C_m . Последняя сказывается только в области очень высоких частот, лежащих за пределами полосы пропускания усилителя сигнала ошибки, следовательно, эффективными параметрами остаются только R_m и L_m (фиг. 9). На фиг. 10 приведена осциллограмма переходного процесса в обмотке электромагнита, показывающая, что эквивалентная схема, представленная на фиг. 9, не соответствует истине. По мнению авторов, основным фактором, определяющим переходной процесс (и, следовательно, вид частотной характеристики), является не распределенная емкость витков, а демпфирующее действие вихревых токов в массе магнитопровода. Принципиально масса магнитопровода может быть представлена как некоторая короткозамкнутая обмотка W_2 (фиг. 11). Переходной процес-

в такой системе, как нетрудно показать, описывается следующим уравнением:

$$i_M = \frac{E_M}{R_M} \left[1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} e^{-\frac{t}{(\tau_1 + \tau_2)}} \right]. \quad (14)$$

Здесь

$$\tau_1 = \frac{L_M}{R_M}; \quad \tau_2 = \frac{L_2}{R_2}.$$

Переходной процесс во вторичной цепи описывается уравнением

$$i_2 = \frac{E_M W_1}{R_M W_2} \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} e^{-\frac{t}{(\tau_1 + \tau_2)}}. \quad (15)$$

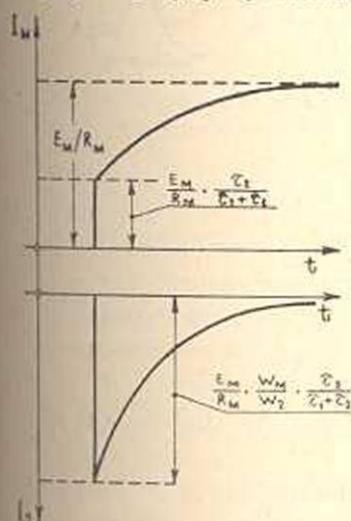
Уравнения (14) и (15), графики которых приведены на фиг. 12, являются приближенными: они предполагают постоянство магнитных сопротивлений для потоков обеих обмоток. На самом деле высокочастотные компоненты магнитного потока будут в результате действия вихревых токов вытеснены к периферии магнитопровода, благодаря чему τ_1 и τ_2 будут уменьшаться по мере увеличения частоты. Вытеснение магнитного потока, также как и явление скин-эффекта будет, по-видимому, описываться через цилиндрические функции Бесселя. Принципиально возможно рассчитать точно переходную характеристику магнита, а значит, и найти его схему замещения. Такую задачу авторы перед собой не ставили: несоответствие между фактическим поведением системы стабилизации и тем, которое можно было ожидать на основании общепринятой схемы замещения магнита, обнаружено в процессе отладки системы питания на заключительном этапе работы. Для принятия необходимых мер мы ограничились качественным анализом, приняв допущения, сделанные при выводе уравнений (14) и (15) (постоянство τ_1 и τ_2). Частотные характеристики при этом находятся легко.

Пусть

$$e_M = E_M \sin \omega t \quad (0 \leq \omega \leq \infty), \quad (16)$$

тогда по схеме, фиг. 11, находим

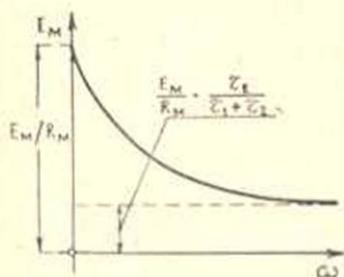
$$i_M = I_M \sin(\omega t + \psi_1), \quad (17)$$



Фиг. 12. Переходная характеристика магнита, рассчитанная с учетом влияния массы магнитопровода

где

$$I_M = \frac{E_M}{R_M} \frac{1}{1 + \omega^2 (\tau_1 + \tau_2)^2} \sqrt{[1 + \omega^2 (\tau_1 + \tau_2) \tau_2]^2 + \omega^2 \tau_1^2} \quad (18)$$



Фиг. 13. Частотные характеристики магнита с учетом влияния массы магнитопровода

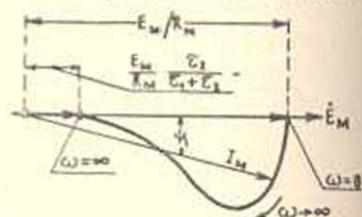
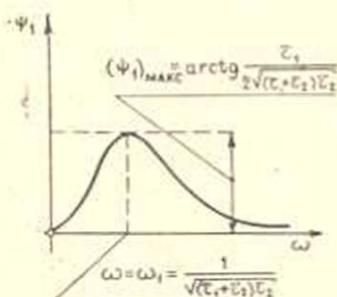
$$\operatorname{tg} \psi_1 = - \frac{\omega \tau_1}{1 + \omega^2 (\tau_1 + \tau_2) \tau_2}$$

Графически зависимости

$$I_M = f_1(\omega),$$

$$\psi_1 = f_2(\omega),$$

представлены на фиг. 13. Те же зависимости в векторной форме представлены на фиг. 14. Графики показывают, что при возрастании частоты крутизна будет уменьшаться до нуля, как это было бы в случае эквивалентной схемы



Фиг. 14. Векторная форма частотной характеристики магнита

фиг. 9. При неизбежных фазовых сдвигах в усилительном тракте это может стать причиной самовозбуждения системы стабилизации, перехода ее в автоколебательный режим. В связи с этим необходимо жесткое ограничение полосы пропускания усилителя так, чтобы она не превышала ω_1 (фиг. 13). Это достигается увеличением постоянной времени синхронного детектора [23].

Институт химической
физики АН СССР

Поступила 18 IV 1978

Լ. Լ. ԴԵԿԱԲՐՈՒՆ, Ա. Ռ. ՄՔՐՏՉԻԱՆ

ՄԻՋՈՒԿԱՅԻՆ ՄԱԿԵՆՈՒԱԿԱՆ ՌԵԶՈՆԱՆՍԻ ՍՊԵԿՏՐՈՄԵՏՐԻԱԿԱՆ
ԷԼԵԿՏՐՈՄԱԳՆԻՄՆԵՐԻ ԳՐԳՈՒՄԱՆ ՀՈՍԱՆՔԻ ԿՈՆՍՏՐԱԿՏՐԱՆ
ՍԻՍՏԵՄ

Ա. մ. փ. ո. փ. ո. ի. մ.

Միջուկային մագնիսական սեղանանոթ (ՄՄՌ) սպեկտրոսկոպիայի հիմնական հանգուցային օգտակար հանգամանակ էն բևեռացնող մագնիսական դաշտի (H_0) աղբյուրները: ՄՄՌ սպեկտրոսկոպիայի մեթոդով բյուրեղների աստմնատիրեկիս արպես H_0 մագնիսական դաշտի աղբյուր կարող է օգտագործվել միայն հատուկ սնուցման սխեման ունեցող էլեկտրամագնիսային հարմարանքներով:

ծում նկարագրված է սնուցման հնարավոր սխեմաներից մեկը և լուծված են մի քանի հիմնական հարցեր, որոնք ընդհանուր են պրեցեդիային էլեկտրամագնիսների սնուցման սխեմաների համար: Էլեկտրամագնիսի սեփական պարամետրները դիտարկվում են հատկապես ախտեղ, ուր նրանք անմիջապես որոշում են սնուցման սխեմայի պարամետրները: Յանցային լարման առանձնանների ազդեցությունները չեզոքացվում են էլեկտրամեքենայական վերափոխիչի կիրառումով՝ ելքային լարման համեմատաբար կոպիտ էլեկտրոնային կալունացմամբ:

Էլեկտրամագնիսի զբոսիչ հոսանքի սկզբնական արժեքը և բոտ ժամանակի նրա փոփոխման օրենքը հալատովում ու իրագործվում են հոսանքի կալունացման սխեմայի մեջ՝ նեցուկային լարման երկու անկախ ազդուրների միջոցով: Փոփոխման տեղում լուծվում կարող է մեծ լինել երկու ժամկետ: Անցումային լամպերի համար ապահովված է լավագույն աշխատանքային սեփմ: Հատուկ կոնստրուկցիայի բնդհատիչը և սխալի ազդանշանի ուժեղարարը ապահովում են միկրոօլտրային ազդանշանների վստահելի ուժեղացումը: Քննադատության է ենթարկված էլեկտրամագնիսը հաստատուն մագնիսով փոխարինելու սխեման, որը ընդունված ու պաշտպանված է մի շարք աշխատություններում:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Любимов А. Н., Вареник А. Ф., Слоним Н. Я., ЯМР-спектрометр ЦЛА и результаты его применения. Заводская лаборатория, 28, 1962, 991.
2. Самитов Ю. Ю. «ЯМР—спектрометр высокой разрешающей силы». ПТЭ, № 5, 1961, 100.
3. Быстров В. Ф., Буколов Ю. Е., Декабрун Л. Л., Степаняц А. У. «Постоянный магнит для ЯМР спектрометра высокого разрешения». Сборник «Парамагнитный резонанс», Казань, 1960.
4. Быстров В. Ф., Декабрун Л. Л., Степаняц А. У. «ЯМР спектрометр высокого разрешения», ПТЭ, № 2, 1964.
5. Мкртчян А. Р. «О новой возможности использования ЯМР для изучения упорядоченности кристаллов». Доклады АН Арм. ССР, 37, 5, 1963.
6. Bloom A., Packard M. «Magnets and Magnetic Field Measurements». Seienes 122, 1955, 738, New York.
7. Primas H., Arndt R., Ernst R. «Kernresonanz» Ztschr. für Instrumentenkunde 1959, Dezember.
8. Scheller G., Köhler H., Petting H. «Die Electromagnetische Berechnung». Hochfrequenzspectroscopie, Berlin, 1961.
9. Stefan J. J. «The calculation of configuration of Magnetic Field in the gap of Electromagnet». Annalen der Physick, Leipzig, 38, 1889, 440.
10. Костенко М. П., «Электрические машины», ГЭИ, 1944.
11. Garvin R. «Efficient Precision current Regulator for Low—voltage Magnets.» RSI, 29, 1958, 223, New York.
12. Sauzade M. «Alimentation stabilisée à transistors destinée à alimenter un électroaimant utilisé pour des études de resonance nucléaire.» Compte Rend, Paris, 24, 1959, 205.
13. Poal Yang. «Régulateur de courant Transistorisé pour Aimant de 12 Parkes». Le journal de phys. et la Radium № 3, mars, 1960, 39.
14. Ануфриев В., Дохловский С., Журкин Б., Копыловский Б., Потин Н. «Полупроводниковые стабилизаторы тока с большой точностью. ПТЭ, 1962, 129.

15. Нельсон Ф. „Принципы построения приборов ЯМР спектрокопии высокого разрешения“. Сборник „ЯМР и ЭПР в спектроскопии“, издание „Мир“, 1964.
16. Декабрун Л. Л., Мкртчян А. Р. „Опорное напряжение для стабилизатора тока большой точности“. Доклады АН Арм. ССР, 39, № 3, 1964.
17. Фирменное описание спектрометра J. N. M—3H—60 Japan Electron Optics Co. Токио.
18. Декабрун Л. Л., Кильянов Ю. И. „Генерирование линейных разверток большой длительности“. ПТЭ, № 2, 1964.
19. Декабрун Л. Л. „Усилители и источники питания“. Росвузиздат, 1961.
20. Хольм Р. „Электрические контакты“. ИЛ, 1956.
21. Хэммонд Н. „Отрицательная и обратная связь и ее применение“. ИЛ, 1952.
22. Sommers H., Weiss P., Halpern W. „Magnet Current Stabilizer“. RSI 22, 61, 1951, New York.
23. Декабрун Л. Л. „Об усилителях сигналов ошибок в системах стабилизации“. Автоматика и Телемеханика, 21, № 1, 1960.