

О чувствительности мостовых радиоспектрометров ядерного магнитного резонанса. Кото-вой В. О. — В кн.: Приборы для научных исследований и автоматизации эксперимента. Л., «Наука», 1982, с. 88—94.

Представлены данные исследования зависимости выходной проводимости двойного Т-образного моста от разбаланса. Рассмотрен способ согласования предварительного усилителя с мостовой схемой: приведены необходимые расчетные соотношения и результаты экспериментальной проверки. Рекомендуются использование предложенного способа согласования во вновь разрабатываемых радиоспектрометрах ядерного магнитного резонанса и модернизация существующих. Лит. — 4 назв., ил. — 5.

О ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МОСТОВЫХ РАДИОСПЕКТРОМЕТРОВ ЯДЕРНОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

В ЯМР-спектроскопии высокого разрешения часто возникает необходимость исследовать предельно слабые сигналы.

Предел чувствительности радиоспектрометра устанавливается шумом, обусловленным тепловым движением электронов в приемной катушке. Определенное количество шумов неизбежно вносится и первым каскадом усилителя. Среди факторов, влияющих на чувствительность, важное место занимает согласование предварительного усилителя с мостовой схемой датчика сигналов. Рассмотрение вопросов согласования включает подробное исследование зависимости изменения выходной проводимости мостовой схемы от разбаланса, выбор транзистора для предусилителя и исследование зависимости изменения требуемой оптимальной проводимости источника сигнала для обеспечения минимального коэффициента шума предусилителя от режима работы транзистора, а также нахождение наиболее простого и удобного способа согласования.

1. Мостовая схема

Известно, что в мостовых радиоспектрометрах наиболее часто используется двойной Т-образный несимметричный мост, подобный Т-образному мосту Гриве, Сутифа и Габийара (рис. 1, а). Это объясняется относительно простой конструкцией мостовой схемы и удобством в работе. Описание принципа работы этой мостовой схемы можно найти в ряде монографий [1—3]. Однако рассмотрение принципа работы мостовой схемы в них велось применительно к радиотехническим схемам на лампах и, в частности, определение выходной проводимости мостовой схемы производилось очень приближенно. Согласование предусилителя с мостовой схемой осуществлялось с помощью контура.

Появление биполярных высокочастотных транзисторов, обладающих малым коэффициентом шума и низкоомным входным сопротивлением, открывает возможности поиска иных способов согласования, а возрастающие требования к чувствительности радиоспектрометров приводят к необ-

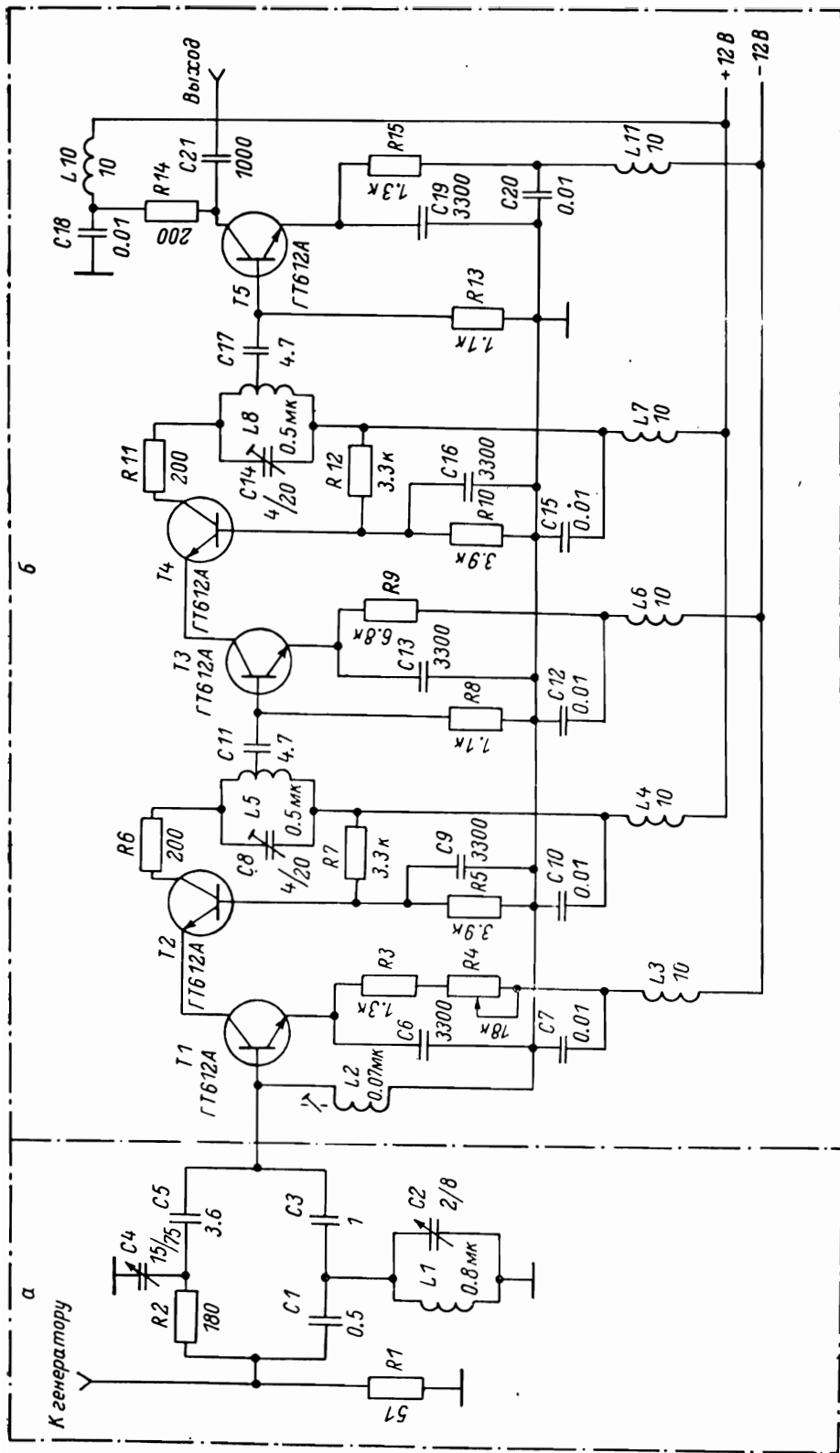


Рис. 1. Мостовая схема датчика сигналов (а) и принципиальная электрическая схема предусилителя (б).

ходимости более детального изучения зависимости изменения выходной проводимости мостовой схемы от разбаланса.

Исследование зависимости изменения выходной проводимости мостовой схемы от разбаланса проводилось при рабочей частоте моста 90 МГц и дало результаты, показанные на рис. 2, где на диаграмме Смита выходная проводимость мостовой схемы $Y_{\text{вых}}$ отсчитывается в нормированном виде:

$$Y_{\text{вых}} = G_{\text{вых}} Z_0 \pm jB_{\text{вых}} Z_0,$$

где $G_{\text{вых}}$, $B_{\text{вых}}$ — активная и реактивная составляющие проводимости соответственно; $Z_0 = 75$ Ом. Относительная точность измерений $\pm 2\%$.

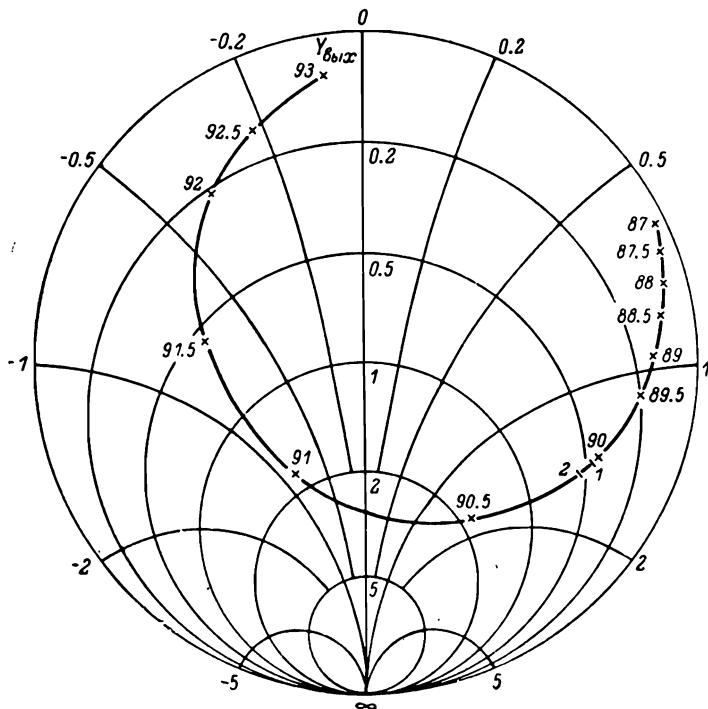


Рис. 2. Зависимость изменения выходной проводимости мостовой схемы от разбаланса при рабочей частоте 90 МГц.

Как видно из рис. 2, выходная проводимость мостовой схемы сильно зависит от ее разбаланса, который создавался расстройкой частоты генератора от 87 до 93 МГц. Изменение выходной проводимости мостовой схемы, вызванное увеличением (или уменьшением) частоты генератора относительно рабочей частоты 90 МГц, аналогично изменению, вызванному разбалансом мостовой схемы, создаваемым расстройкой фазового плеча ($C1$, $L1$, $C2$, $C3$), в сторону уменьшения (или увеличения) резонансной частоты сигнального контура ($L1$, $C2$). Таким образом, в зависимости от расстройки мостовой схемы выходная проводимость может изменяться от $0.9 - j0.8$ до $0.1 + j8.4$ мСм.

Участок кривой $Y_{\text{вых}}$ между точками 89.5 и 90.5 МГц соответствует разбалансам мостовой схемы, которые могут быть при работе радиоспектрометра.

2. Предварительный усилитель

Предельное изменение активной составляющей выходного сопротивления мостовой схемы при ее разбалансе составляет от 3 до 600 Ом, а при балансе ~ 20 Ом. Это обстоятельство обуславливает требования к выбору транзистора 1-го каскада предусилителя с учетом необходимого для него

оптимального сопротивления источника сигнала, обеспечивающего достижение минимального коэффициента шума предусилителя.

Для германиевых транзисторов активная составляющая такого оптимального сопротивления имеет величину до единиц килоом, для кремниевых — до десятков килоом [4].

Исходя из этого для предусилителя целесообразно выбирать германиевый транзистор, например ГТ612А, обладающий малым коэффициентом шума и низким входным сопротивлением.

Наличие реактивной проводимости Y_{12} (и, в частности, емкости между коллектором и базой транзистора) ведет к появлению внутренней обратной связи с выхода транзистора на его вход, которая имеет наибольшую величину и диапазоне высоких частот, что ухудшает характеристики усили-

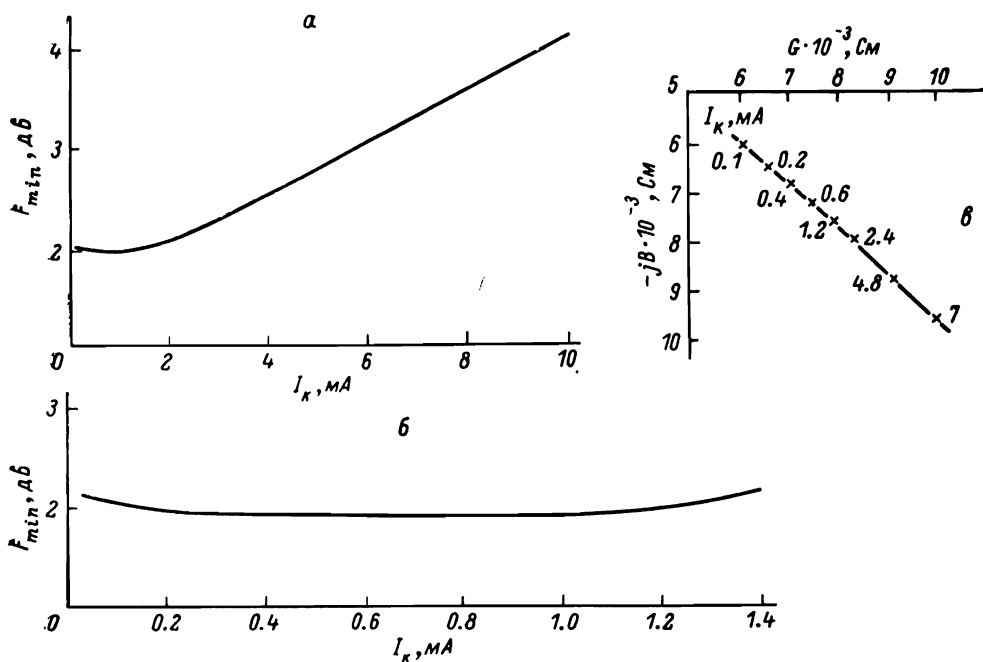


Рис. 3. Зависимость минимального коэффициента шума (а, б) и оптимальной проводимости источника сигнала (в) от режимов работы транзистора.

тельного каскада — уменьшает коэффициент усиления и ведет к взаимному влиянию сопротивления входа и сопротивления нагрузки, а также сопротивления выхода и сопротивления источника.

Одним из часто встречающихся методов устранения значительной внутренней обратной связи является использование цепей нейтрализации, вносящих внешнюю обратную связь противоположного знака и компенсирующих тем самым влияние внутренней обратной связи. Однако в этом случае необходимо тщательно подбирать для настройки схемы нейтрализующие элементы; кроме того, схемы нейтрализации работают при определенном режиме работы транзистора. Отключение от оптимальной нейтрализации наблюдается при изменении режима работы транзистора, его смене, при изменении температуры и т. д.

Избежать указанных недостатков позволяет применение каскодной схемы (рис. 1, б), в которой первый транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а второй — с общей базой. Эта схема имеет минимальную внутреннюю обратную связь, высокие частотные свойства и коэффициент усиления, поэтому она наиболее практически удобна.

В радиоспектроскопии ЯМР для характеристики чувствительности радиоспектрометра пользуются величиной отношения сигнал/шум. Один

из путей увеличения отношения сигнал/шум заключается в снижении собственных шумов входных каскадов предусилителя, которые зависят от минимально достижимого коэффициента шума транзистора.

Минимальный коэффициент шума F_{\min} транзистора можно определить на основе метода, изложенного в монографии [4]. Суть его состоит в том, что на основе четырех измерений, при которых активная G и реактивная B составляющие проводимости источника принимают значения: 1) G_1, B_1 ; 2) G_1, B_2 ; 3) G_1, B_3 ; 4) G_2, B_3 , — определяют соответствующие четыре значения коэффициента шума F_1, F_2, F_3, F_4 и затем по формулам находят

$$B_{F_0} = \frac{(B_2^2 - B_1^2) - F(B_3^2 - B_1^2)}{2[(B_2 - B_1) - F(B_3 - B_1)]},$$

$$R_n = \frac{(F_2 - F_1)G_1}{(B_2^2 - B_1^2) - 2B_{F_0}(B_2 - B_1)},$$

$$G_{F_0} = \sqrt{G_1 G_2 \left[\frac{F_4 - F_3}{R_n(G_1 - G_2)} - \frac{(B_3 - B_{F_0})^2}{G_1 G_2} + 1 \right]},$$

$$F_{\min} = F_1 - \frac{R_n}{G_1} [(G_1 - G_{F_0})^2 + (B_1 - B_{F_0})^2],$$

где $F = \frac{F_2 - F_1}{F_3 - F_1}$; R_n — шумовое сопротивление; $Y_{F_0} = G_{F_0} + jB_{F_0}$ — оптимальная проводимость источника сигнала для получения F_{\min} .

Полученная в результате измерений и расчета зависимость минимального коэффициента шума и оптимальной проводимости источника от режима работы транзистора (от тока коллектора I_k) представлена на рис. 3, а—в. Из рис. 3, б видно, что при значениях тока коллектора от 0.1

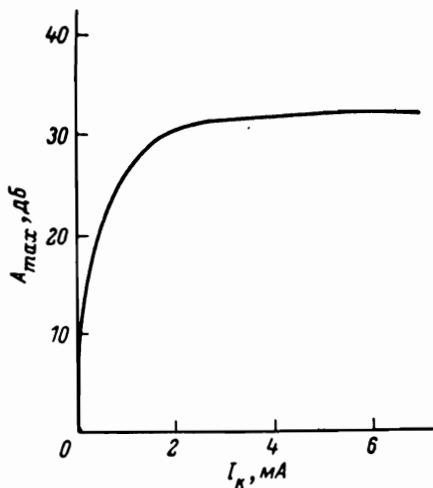


Рис. 4. Зависимость максимально достижимого коэффициента усиления по мощности от тока коллектора для каскодной схемы транзисторов ГТ612А.

до 1.2 мА минимальный коэффициент шума транзистора остается практически постоянным.

С уменьшением коллекторного тока коэффициент усиления по мощности A_{\max} падает. Эта зависимость для каскодного соединения транзисторов ГТ612А представлена на рис. 4. Резкое падение коэффициента усиления по мощности ведет к увеличению коэффициента шума при малых токах.

При коллекторных токах более 1.2 мА коэффициент шума возрастает за счет увеличения пропорциональных току поверхностных и дробовых шумов эмиттерного перехода.

Таким образом, с точки зрения минимума шума целесообразно работать при токах коллектора транзистора от 0.1 до 1.2 мА.

Принципиальная электрическая схема предварительного усилителя,

представленная на рис. 1, б, состоит из трех каскадов усиления, первые два — $T1$, $T2$ и $T3$, $T4$ — собраны по каскадной схеме с последовательным питанием.

Коэффициент усиления предварительного усилителя не менее 100.

3. Согласование предусилителя с мостовой схемой

Близкие значения активной составляющей выходной проводимости мостовой схемы и требуемой для достижения минимального коэффициента шума транзистора активной составляющей проводимости источника сигнала, а также возможность некоторого ее изменения в зависимости от режима работы транзистора позволяют производить согласование при непосредственном соединении предусилителя с мостовой схемой.

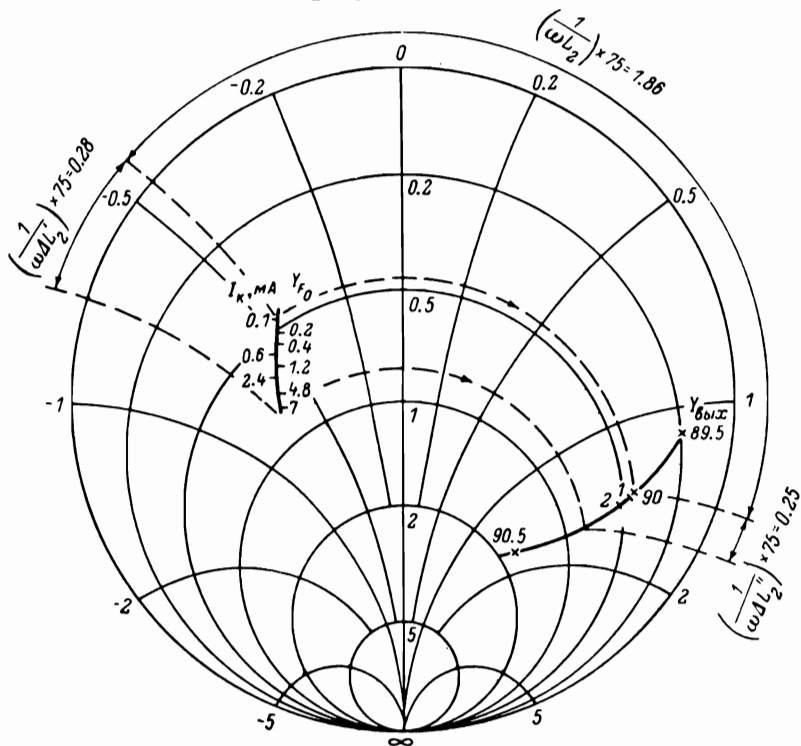


Рис. 5. Диаграмма Смита. Зависимость оптимальной проводимости источника сигнала от режимов работы транзистора, зависимость выходной проводимости мостовой схемы от разбаланса и принцип согласования предусилителя с мостовой схемой.

Для рассмотрения принципа согласования изобразим на диаграмме Смита (рис. 5) кривые изменения значений Y_{G_0} в зависимости от режима работы транзистора и $Y_{\text{вых}}$ моста между точками 90.5 и 89.5 рис. 2. Как видно из этой диаграммы, согласование предварительного усилителя с мостовой схемой можно осуществить подключением индуктивности L_2 (рис. 1) параллельно входу предусилителя и подбором режима работы транзистора сопротивлением R_4 .

Поскольку при работе радиоспектрометра ЯМР мосту задается небольшой фазовый разбаланс, то исходя из требуемой напряженности высокочастотного поля в сигнальной катушке $L1$ моста и коэффициента усиления приемника целесообразнее всего работать при разбалансе, соответствующем $Y_{\text{вых}}$ моста между точками 1 и 2.

Подключение индуктивности L_2 , значение которой должно иметь диапазон изменений от L до $L + \Delta L' + \Delta L''$, можно представить как передвижение кривой Y_{F_0} до пересечения с $Y_{\text{вых}}$ в зоне между точками 1 и 2. Точка пересечения определит режим работы транзистора.

Изменением R_4 устанавливается такой ток коллектора транзистора, при котором значение активной составляющей входной проводимости мостовой схемы, находящейся на участке кривой $Y_{\text{вых}}$ между точками 1 и 2, становится равным требуемой (из условий обеспечения минимального коэффициента шума) оптимальной проводимости источника сигнала.

При данном способе согласования без ущерба для шумовых свойств схемы возможно применение и кремниевых транзисторов с включением их параллельно на входе, при этом требуемая оптимальная проводимость источника сигнала для минимального коэффициента шума транзистора, которая у кремниевых транзисторов выше, чем у германиевых, увеличивается в n раз, где n — число параллельно включенных транзисторов.

Схема, изображенная на рис. 1, использована в радиоспектрометре ЯМР высокого разрешения РЯ2309. При диаметре ампулы 5 мм среднее значение отношения сигнал/шум по группе CH_2 при записях спектра 1%-го раствора этилбензола в CCl_4 больше 100 : 1.

Испытания предусилителя на радиоспектрометрах РЯ2305, РЯ2308 и РЯ2310 ($f_p = 60$ МГц) показали, что он позволяет получить высокую чувствительность и может быть рекомендован для их модернизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лёше А. Ядерная индукция. М., 1963.
2. Эмсли Дж., Финей Дж., Сатклиф Л. Спектроскопия ядерного магнитного резонанса высокого разрешения. М., 1968.
3. Эндрю Э. Ядерный магнитный резонанс. М., 1957.
4. Жалуд В., Кулешов В. Н. Шумы в полупроводниковых приборах. М.—Прага, 1977.