

Опыт показывает, что в этом соединении сдвиг Найта больше, чем в соединении Nb_2Al .

У соединений Zr_3Al_2 и Zr_2Al_3 , имеющих близкие по величине восприимчивости s - и d -электронов, и у которых согласно их кристаллическим структурам должны играть роль все волновые функции d -электронов, сдвиги Найта одинаковы.

Соединения $ZrAl_2$, как показал эксперимент, является диамагнетиком. Это указывает на то, что в цирконии d -зона заполнена, при этом паулиевская и орбитальная восприимчивости отсутствуют. Вследствие этого и сдвиг должен быть близок к нулю, что и показал эксперимент.

Поступила в редакцию
22.12 1969 г.

Кафедра
магнетизма

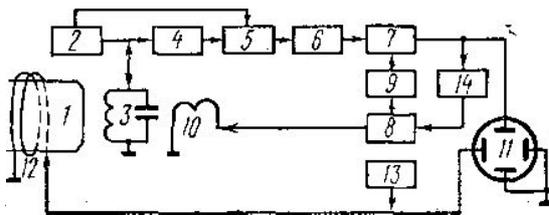
УДК 538.69.539

Р. М. УМАРХОДЖАЕВ, А. Л. КОТКИН

ЯМР СТАБИЛИЗАТОР БОКОВОЙ ЧАСТОТЫ

В настоящем сообщении рассматривается спиновый стабилизатор (СС) резонансных условий, в котором сигнал ошибки в отличие от известных схем «пассивного» стабилизатора [1, 2] управляет частотой звукового генератора, модулирующего поляризующее поле H_0 .

Блок-схема стабилизатора представлена на рисунке. 1 — магнит с напряженностью H_0 , 2 — высокочастотный генератор частоты ω_r , 3 — катушка с образцом, 4 — уси-



литель высокой частоты, 5 — высокочастотный синхронный детектор, 6 — усилитель частоты дополнительной модуляции, 7 — низкочастотный синхронный детектор, 8 — управляемый по частоте низкочастотный генератор, 9 — фазовращатель, 10 — катушки низкочастотной модуляции поля, 11 — осциллограф, 12 и 13 — блоки свипирования поля, 14 — ключ, включающий цепь обратной связи.

Анализ СС можно провести согласно [3, 4], для этого необходимо знать передаточную функцию системы спинов; передаточные функции остальных элементов схемы известны [3, 4]. Поскольку сигнал ошибки пропорционален сигналу дисперсии U , то при наличии четкой модуляционной структуры [5] передаточная функция системы спинов имеет вид

$$U_s = \frac{(s + \delta)^2 V_0 + V_0 \gamma^2 H_1^2 I_m^2 + (s + \delta) U_0 \Delta \omega_0}{(s + \delta)^3 + (s + \delta) (\gamma^2 H_1^2 I_m^2 + \Delta \omega_0^2)} [I_{m-e} \pm I_{m+e}] \omega(s) -$$

$$- \left(\frac{m V_0 (s + \delta)^2 + \frac{\gamma^2 H_1^2 I_m V_0 \beta}{2\rho} [I_{m-1} - I_{m+1}] \Delta \omega_0 + m V_0 \gamma^2 H_1^2 I_m^2}{(s + \delta)^3 + (s + \delta) (\gamma^2 H_1^2 I_m^2 + \Delta \omega_0^2)} + \right.$$

$$\left. + \frac{(s + \delta) \Delta \omega_0 \left\{ U_0 m + \frac{\beta \gamma H_1 M z_0}{2\rho} [I_{m-1} - I_{m+1}] \right\}}{(s + \delta)^3 + (s + \delta) (\gamma^2 H_1^2 I_m^2 + \Delta \omega_0^2)} \right) [I_{m-e} \pm I_{m+e}] \rho(s), \quad (1)$$

где s — оператор дифференцирования, $\Delta \omega_0 = \omega_0 - \omega_2 + m\rho$, ρ — частота модуляции, m — номер резонанса, e — номер гармоники, на которой ведется прием, $\delta = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{T_2}$,

$I_m(\beta) = I_m \left(\frac{\gamma H \rho}{\rho} \right)$ — функции Бесселя первого рода. Знак в скобках определяется выбором фаз опорных напряжений для синхронных детекторов.

Передаточная функция, описывающая пассивный СС, получается из (1) при $p(s)=0$, $m=\pm 1$, $e=1$ и $\beta \neq 0$. Для рассматриваемого СС передаточная функция получается из (1) при $\omega(s)=0$, $m=\pm 1$, $e=1$, $\beta \neq 0$, а для СС, работающего на сигнале дисперсии (без применения модуляционных методов), переходная функция получается из (1) при $m=0$, $\beta=0$, $e=0$.

Рассматриваемый СС имеет выходные параметры, аналогичные параметрам спинового генератора (СГ) боковой частоты [6], в обоих случаях частота равна $p \approx \omega_0 - \omega_2$. Сравнение идеальных СС и СГ (радиосхема обладает бесконечно большой полосой пропускания) без учета поправок Блоха-Зигерта показывает, что коэффициент стабилизации СГ бесконечно большой, а коэффициент стабилизации СС конечен и равен

$$K_{c.c.} = 1 + \frac{k\gamma H_1 M_0}{\delta^2 + \gamma^2 H_1^2 I_1^2} (I_0 - I_2), \quad (2)$$

где k — коэффициент усиления цепи обратной связи СС. Быстродействие СГ бесконечно велико, быстродействие СС конечно и равно $1/k\delta$. Однако учет настроенного контура с полосой пропускания $2\delta_k$ и резонансной частотой p_k для СГ и одной RC-цепочки для СС приводит к следующему:

$$K_{c.c.} = \frac{1}{\eta} \left(\eta = \frac{\delta}{\delta_k} \ll 1 \right), \quad K_{c.c.} = 1 + \frac{k\gamma H_1 M_0}{\delta^2 + \gamma^2 H_1^2 I_1^2} (I_0 - I_2). \quad (3)$$

Быстродействие СГ (в случае $\eta \ll 1$, $\Delta\omega_0 \approx p_k$) определяется величиной δ_k , а для СС — величиной $1/RC > \delta$. Диапазон перестройки СГ равен $2\delta_k$, а диапазон перестройки СС

$$\Delta\omega = \frac{k\gamma H_1 M_0 V \sqrt{2} \delta}{3\delta^2 + \gamma^2 H_1^2} (I_0 - I_2), \quad \gamma H_1 I_1 \geq \delta, \quad (4)$$

$$\Delta\omega = \frac{k\gamma H_1 M_0}{2 \sqrt{\delta^2 + \gamma^2 H_1^2 I_1^2}} (I_0 - I_2), \quad \gamma H_1 I_1 \leq \delta.$$

Зависимости сигналов V от $\Delta\omega_0 = \omega_0 - \omega_2 \leq \Delta\omega$ для всех видов СС при $K \gg 1$ (при работе без интегратора) и от $\Delta\omega_{0k} = \omega_0 - p_k$ для СГ [7] даются уравнениями эллипса.

Из приведенного рассмотрения следует, что при работе в слабых магнитных полях (без применения методов дополнительной поляризации ядер), когда для увеличения величины отношения сигнала к шуму необходимо уменьшить полосу пропускания радиотракта, при одинаковом быстродействии СС и СГ [8] СС боковой частоты обеспечивает больший, чем с СГ диапазон перестройки частоты. Схема испытывалась в полях 500 и 5000 эрст.

Рассматриваемый СС может найти применение в схемах прецизионного преобразования тока в частоту [9].

ЛИТЕРАТУРА

1. Проспект спектрометра JNM-3H-60 фирмы Jeol, 1963.
2. Сюгис А., Липпмаа Э. «Изв. АН ЭССР», XVI, № 1, 81, 1967.
3. Бесекеерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1966.
4. Sasaki J. Jap. J. Appl. Phys., 2, No. 10, 641, 1963.
5. Владимирский К. В. ЖЭТФ, 6, 412, 1958.
6. Проспект спектрометра А-60 фирмы Varian, 1961.
7. Иевская Н. М., Умарходжаев Р. М. «Электричество», № 7, 57, 1965.
8. Сюгис А. «Изв. АН ЭССР», XVIII, 3, 1969.
9. Зограф И. А., Спектор С. А. Научно-техн. бюллетень ЛПИ им. М. И. Калинина, № 3, 1961.

Поступила в редакцию
7.1.1970 г.

НИИЯФ