

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДАТЧИКОВ С ФЕРРИМАГНИТНЫМИ ПЕРВИЧНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Ларин В.Ю., Винниченко Н.Г.

Донецкий национальный технический университет, г. Донецк
кафедра электронной техники

Abstract

Larin V.J., Vinnichenko N.G. Methods of increase of sensitiveness of sensors with ferrymagnetics primary transformers. Principle of receipt of discrete output signal of sensors with the opened contour is grounded in the article, built on the ferrymagnetics sensible elements plugged in generator schemes.

Общая постановка проблемы и ее актуальность. Расширение контролируемого диапазона измерений является актуальной задачей современной измерительной науки. Данная статья посвящена исследованию возможностей повышения чувствительности бесконтактных измерительных технических средств с ферримагнитными первичными преобразователями. Для измерительных средств, работающих на принципе изменения добротности, указанная задача может решаться путем повышения чувствительности первичных преобразователей за счет выявления и использования новых физико-химических свойств материалов, путем повышения добротности чувствительного элемента за счет разработки новых конструктивных решений и путем оптимальных настроек соответствующих режимов работы преобразовательных звеньев измерительной цепи.

Анализ известных решений. На чувствительных элементах с ферримагнитными первичными преобразователями строят датчики бесконтактного типа с открытым контуром. Их включают в колебательный контур генераторов синусоидальных колебаний, собранных по схемам индуктивной (схема Хартли) или емкостной трехточки (схема Колпитца), или другим и используют в качестве датчиков с дискретными выходными сигналами.

Отличие в назначении между стандартным генератором, который используется в качестве генератора несущей частоты, и генератором бесконтактного преобразователя состоит в том, что в первом случае к нему предъявляются требования по стабильности амплитуды и частоты генерируемых колебаний, а во втором он должен выполнять функцию измерительного средства. Его амплитуда является информативным параметром, который зависит от наличия или отсутствия контролируемого объекта.

Чувствительным элементом является катушка индуктивности, включенная в колебательный контур генератора, размещенная на ферримагнитном элементе — феррите, электромагнитные и физико-химические параметры которого в основном и определяют чувствительность, а значит, контролируемый диапазон. За счет внесения приводного элемента в область распространения магнитного поля катушки изменяется воздушный зазор и соответственно магнитная проницаемость воздушного зазора, что влечет за собой уменьшение добротности Q колебательного контура и, в конечном итоге, к уменьшению амплитуды генерируемых колебаний вплоть до их срыва. Таким образом, задача повышения чувствительности состоит в достижении условия приближения к максимуму величины области распространения магнитного поля. При этом контролируемый воздушный зазор чувствительности (sensivity) между приводным и чувствительным элементами стремится к определенному максимуму: $l_{sens} \rightarrow max$, где $max \ll \infty$.

Основной материал исследований. В общем случае измеряемый диапазон l_{sens} бесконтактного ферримагнитного первичного преобразователя является функцией двух величин

— добротности катушки Q_K и магнитной проницаемости μ феррита, на котором катушка размещается:

$$l_{sens} = f(Q_K, \mu). \tag{1}$$

Экспериментальные исследования показывают, что уменьшение амплитуды генерируемых колебаний преобразователя $U_{ген}$ вследствие уменьшения добротности катушки носит линейный характер [1]. При конструировании бесконтактного ферромагнитного первичного преобразователя необходимо добиться того, чтобы начальная добротность контура Q_K была максимальной. Как известно добротность является величиной, показывающей во сколько раз реактивное сопротивление контура больше его активного сопротивления.

$$Q_K = \frac{\omega_0 L}{R_a} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_a}, \tag{2}$$

где ω_0 — резонансная частота контура;
 L — индуктивность колебательного контура;
 C — емкость колебательного контура;
 R_a — активное сопротивление контура.

Конденсатор обладает только реактивным сопротивлением. Катушка кроме реактивного сопротивления обладает ещё и активным сопротивлением $R_a=R_{aL}$, которое определяется длиной, сечением и удельным сопротивлением провода [2]:

$$R_{aL} = \frac{\rho \cdot l}{k_{з.м} \cdot S}, \tag{3}$$

где ρ — удельное сопротивление материала проводника Ом см;
 l — длина обмоточного провода, м;
 S — площадь поперечного сечения провода;
 $k_{з.м}$ — коэффициент заполнения катушки по меди.

Таким образом, активное сопротивление катушки является в данном случае негативным фактором, который ведет к снижению добротности. Из формулы (3) очевидно, что уменьшение активного сопротивления катушки можно сделать двумя способами:

– увеличением поперечного сечения провода. Если использовать провод с большим диаметром, это приведет к ограничению обмоточного пространства феррита и уменьшению коэффициента заполнения магнитопровода по меди.

– уменьшением длины обмоточного провода, что ограничивает частоту генерации [3].

Поэтому получить катушку индуктивности с высокой добротностью конструктивными способами практически очень сложно.

Элементом, который управляет процессом генерации колебаний, является активный элемент — транзистор (полевой, биполярный) или операционный усилитель. Для анализа работы измерительного средства представим транзистор как четырехполюсник. Принципиальную схему генератора с трансформаторной обратной связью изобразим следующим образом (рис.1.)

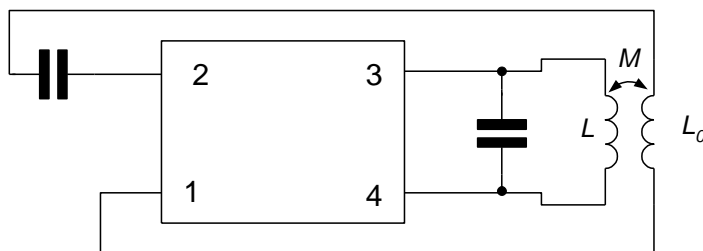


Рисунок 1 — Упрощенная принципиальная схема генератора

Для генератора на биполярном транзисторе с контуром в цепи коллектора и трансформаторной обратной связью эквивалентная электрическая модель при замене транзистора эквивалентным четырехполюсником с h -параметрами будет следующей (рис. 2)

где h_{11} — входное сопротивление четырехполюсника,
 h_{21} — коэффициент усиления по току четырехполюсника,
 h_{22} — выходная проводимость четырехполюсника.

Для данной схемы входной ток четырехполюсника $I_1=U_1/h_{11}$. Для определения условия самовозбуждения по Найквисту примем следующие допущения:

- влиянием h_{11} на режим возбуждения пренебрегаем,
- генератор возбуждается на частотах, близких к резонансной частоте контура.

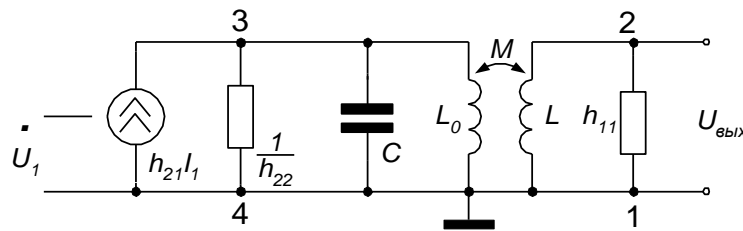


Рисунок 2 — Линейная модель замещения генератора

Контур и параллельно включенное выходное сопротивление транзистора $\frac{1}{h_{22}}$ заменим эквивалентным контуром. Для этого определим эквивалентное резонансное сопротивление контура:

$$Z_s(\omega_0) = \frac{Q\omega_0 L_0 \cdot \frac{1}{h_{22}}}{Q\omega_0 L_0 + \frac{1}{h_{22}}} = Q_s \cdot \omega_0 L_0, \tag{4}$$

где Q — конструктивная добротность контура, определяемая как

$$Q = \frac{Z(\omega_0)}{x(\omega_0)} = \frac{Z(\omega_0)}{L_0 \omega_0} = Z(\omega_0) \cdot \omega_0 C = \frac{L_0}{CR_k}; \tag{5}$$

$$Q_s \text{ — эквивалентная добротность контура } Q_s = \frac{\omega_0 L_0}{R_s}; \tag{6}$$

R_s — эквивалентное сопротивление контура $R_s = R_k + R_{\text{внос}}$;

R_k — активное сопротивление контура;

$R_{\text{внос}}$ — вносимое сопротивление в контур, равное $R_{\text{внос}} = \frac{L_0}{R_n \cdot C}$;

$R_n = \frac{1}{h_{22}}$ — выходное сопротивление, шунтирующее контур генератора.

На рис.3 представлена упрощенная эквивалентная схема генератора.

Определим для схемы ток в индуктивности

$$I_1 \frac{h_{21} Q_s L_0 \omega_0}{h_{11} L_0 \omega_0} = I_1 \frac{h_{21} Q_s}{h_{11}}. \tag{7}$$

На основании выполненного анализа рассмотрим работу датчика с дискретным выходным сигналом. Напряжение на выходе системы при обрыве цепи положительной обратной связи:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{I_1}{h_{11}} \cdot h_{21} \cdot Q_3 \cdot \omega_0 \cdot M, \quad (8)$$

где M — коэффициент взаимной индукции между индуктивностью контура L_0 и индуктивностью обратной связи L .

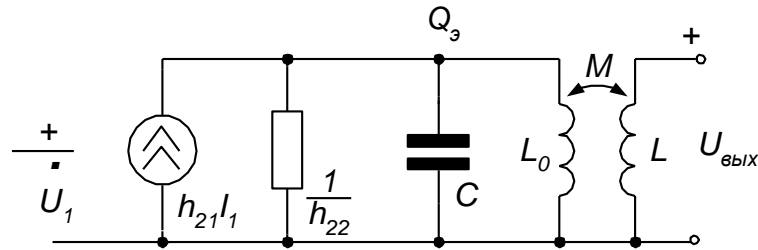


Рисунок 3 — Упрощенная эквивалентная схема генератора

Генератор возбуждётся, при замыкании обратной связи, если выполнится условие $U_{\text{вых}} \geq U_{\text{вх}}$, т.е. выполнится условие $\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot Q_3 \cdot \omega_0 \cdot M \geq 1$, или

$$\frac{h_{21} Q \omega_0 L_0 \cdot \frac{1}{h_{22}}}{h_{11} \left(Q \omega_0 L_0 + \frac{1}{h_{22}} \right) L_0 \omega_0} \cdot \omega_0 M \geq 1. \quad (9)$$

После преобразований получим

$$\frac{h_{21} Q \omega_0 \cdot \frac{1}{h_{22}}}{h_{11} \left(Q \omega_0 L_0 + \frac{1}{h_{22}} \right)} \cdot M \geq 1. \quad (10)$$

Определим из условия баланса амплитуд необходимое эквивалентное значение коэффициента усиления системы по току $h_{21\text{эк}}$:

$$h_{21\text{эк}} \geq \frac{Q \omega_0 L + \frac{1}{h_{22}}}{Q \omega_0 \cdot \frac{1}{h_{22}} \cdot M} \cdot h_{11}. \quad (11)$$

Изложенные выше математические модели позволяют обосновать принципиальные основы работы генераторного датчика с дискретным выходным сигналом, используя колебательную характеристику (рис. 4).

При отсутствии приводного элемента генератор работает в режиме «мягкого возбуждения» и стационарный режим определяется положением 2 линии обратной связи. Точка А пересечения колебательной характеристики и линии обратной связи определяет параметры стационарного режима работы генератора и величину эквивалентного коэффициента усиления по току. При появлении приводного элемента в области распространения магнитного поля чувствительного элемента добротность контура уменьшается, что приводит к срыву колебаний (положение 1 линии обратной связи).

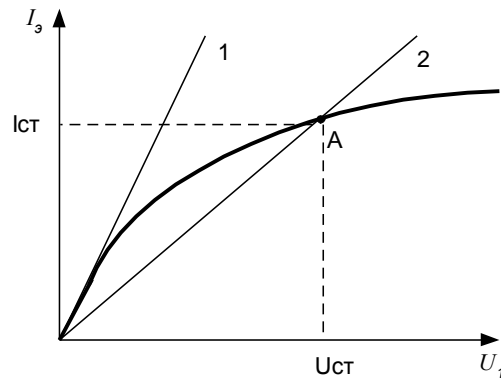


Рисунок 4 — График определения режимов работы датчика с дискретным выходом

Для расширения контролируемого диапазона необходимо увеличить эквивалентную добротность. Увеличение добротности может быть осуществлено за счет введения в систему отрицательной обратной связи со сложением напряжений. Количественно увеличение эквивалентного входного сопротивления можно определить следующим образом (рис. 5)

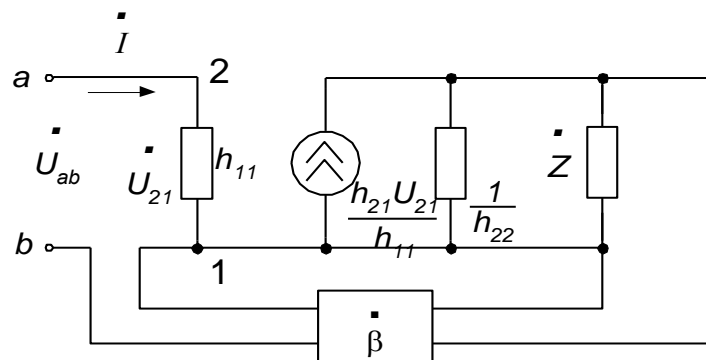


Рисунок 5 — Способ введения в систему отрицательной обратной связи со сложением напряжений

Тогда выходное напряжение генератора будет равно:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{ab} k_{\beta} \quad (12)$$

Напряжение обратной связи

$$\dot{U}_{\beta} = \dot{U}_{ab} k_{\beta} \beta, \quad (13)$$

$$\dot{U}_{21} = \dot{U}_{ab} + \dot{U}_{ab} k_{\beta} \beta, \quad (14)$$

$$\frac{\dot{U}_{21}}{\dot{I}} = \frac{\dot{U}_{ab}}{\dot{I}} (1 + k_{\beta} \beta). \quad (15)$$

После преобразований получим эквивалентное входное сопротивление с обратной связью

$$h_{11\beta} = \frac{h_{11}}{1 - \beta \cdot k_{\beta}} \quad (16)$$

Для случая, когда k_{β} и β — числа действительные, а обратная связь отрицательная получим:

$$h_{11\beta} = h_{11}(1 + k\beta). \tag{17}$$

Увеличение выходного сопротивления четырехполюсника и стабилизации коэффициента передачи по току h_{21} может быть осуществлено за счет отрицательной обратной связи по току. Эквивалентная схема с обратной связью по току и со сложением напряжений представлена на рис.6.

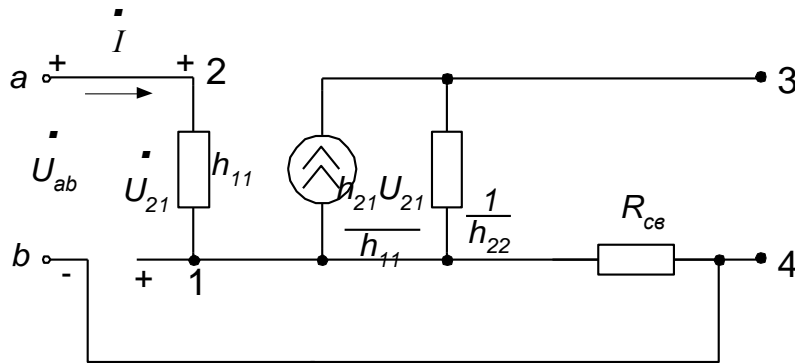


Рисунок 6 — Эквивалентная схема с обратной связью по току

Определим выходное сопротивление схемы. Для этого определим напряжение холостого хода и ток короткого замыкания.

Напряжение холостого хода

$$U_{34xx} = U_{ab} \cdot h_{21} \cdot \frac{1}{h_{22} \cdot h_{11}} \quad (U_{ab} = U_{21}). \tag{18}$$

Поскольку

$$U_{21} = U_{ab} - I_{кз} R_{cb}. \tag{19}$$

приняв сопротивление обратной связи $R_{cb} \ll \frac{1}{h_{22}}$, получим:

напряжение обратной связи
$$U_{cb} = \frac{h_{21} \cdot U_{21}}{h_{11}} \cdot R_{cb}, \tag{20}$$

ток короткого замыкания
$$I_{кз} = \frac{U_{21} h_{21}}{R_{cb}}. \tag{21}$$

Для транзисторов h_{21} значительно больше единицы, тогда после преобразований определим эквивалентный коэффициент усиления по току

$$h_{21\beta} = \frac{I_{кз}}{I_{ex}} = \frac{h_{11}(1 + \beta k)}{R_{cb}} \quad \text{где} \quad I_{ex} = \frac{U_{ab}}{h_{11\beta}} = \frac{U_{21} + I_{кз} \cdot R_{cb}}{h_{11\beta}}. \tag{22}$$

Эквивалентное выходное сопротивление усилителя:

$$\frac{1}{h_{22\beta}} = \frac{U_{34xx}}{I_{кз}} = \frac{U_{ab} \cdot h_{21} \cdot \frac{1}{h_{22} \cdot h_{11}}}{\frac{U_{21} h_{21}}{R_{cb}}} = \frac{R_{cb}}{h_{22} \cdot h_{11}}. \tag{23}$$

Увеличить добротность катушки также можно компенсацией её активного сопротивления, или при том же сопротивлении увеличением её индуктивности. Эту задачу можно решить схемотехнически, охватив катушку индуктивности обратной связью с использованием высококачественного операционного усилителя, компенсируя обратной связью активное сопротивление катушки (рис.7, а) или за счет введения в катушки напряжения (рис.7, б).

Особенностью такой катушки индуктивности является то, что с ней размещена вторая обмотка. Число витков второй обмотки в зависимости от схемы может быть равно или меньше числа витков первой катушки индуктивности. Обмотки L_1 и L_2 должны быть намотаны вместе, тогда они пронизываются одним магнитным потоком. Следовательно, индуктивности рассеяния катушек можно принять равными, т.е. $L_{S1}=L_{S2}$ и стремиться обеспечить их равными нулю. При $L_{S1} \neq 0$ и $L_{S2} \neq 0$ ЭДС второй обмотки равна падению напряжения от взаимной индуктивности M (рис.7, в). В таких схемах вторая обмотка подключена к операционным усилителям, имеющим очень большие входные сопротивления. Усилители включены по схемам повторителей. Следовательно, нагрузкой, создаваемой усилителями, можно пренебречь. Тогда I_2 можно считать равным нулю. Напряжение на второй обмотке U_2 равно падению напряжения на взаимной индуктивности M :

$$U_2 = I_1 j\omega M.$$

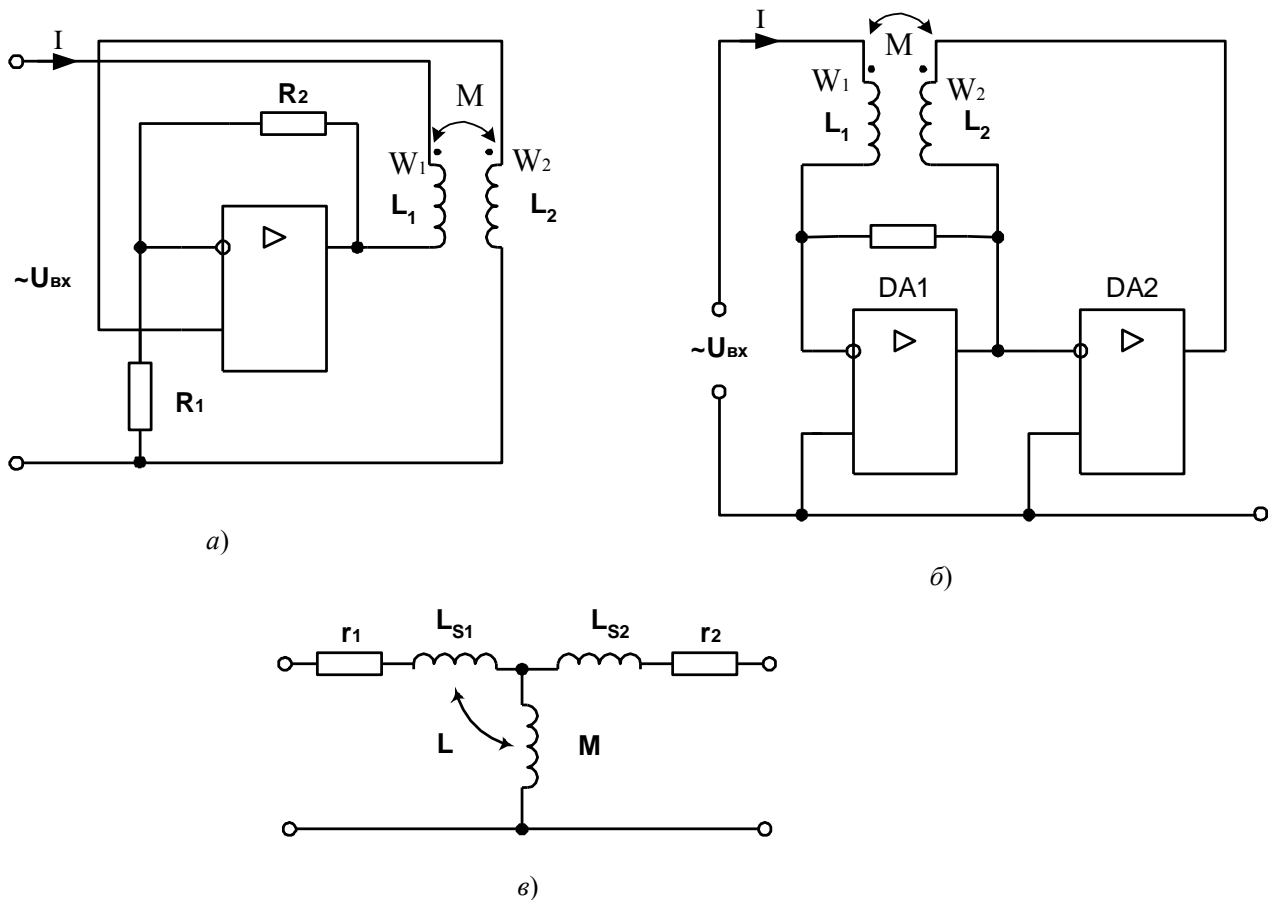


Рисунок 7 — Способы получения магнито-электронных катушек индуктивности

С учетом этого для схемы рис. 7, а) будем иметь

$$U_{ex} - K_U I_1 j\omega M = I_1 \left[r_1 + j\omega (L_{S_1} + M) \right], \quad (24)$$

где $K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ — коэффициент усиления усилителя,

r_1 — сопротивление провода первой обмотки индуктивности.

Отсюда можно найти входное эквивалентное комплексное сопротивление катушки индуктивности

$$U_{ex} = I_1 \left\{ r_1 + j\omega \left[L_{S_1} + (1 + K_U) M \right] \right\}, \quad (25)$$

$$Z_{\infty}(j\omega) = \frac{U_{ex}}{I_1} = j\omega \left[L_{S_1} + (1 + K_U) M \right].$$

Анализируя полученное выражение видно, что усилитель, включенный в цепь обратной связи катушки, увеличил в $1+K$ раз взаимоиндуктивность M , которая в первом приближении равна индуктивности L . В этой схеме напряжение усилителя повторяет падение напряжения на взаимоиндуктивности и вычитается из входного напряжения. Ток катушки индуктивности уменьшается, что равносильно увеличению индуктивного сопротивления катушки. При условии, что число витков катушек $W_1=W_2$ это равносильно увеличению числа витков в $1+K$ раз. Увеличение индуктивности, при применении её в схемах может привести к неустойчивости. Устойчивость схемы зависит от частотной характеристики усилителя и внутреннего сопротивления цепи, в которую включается катушка. Рекомендуется в цепь обратной связи включать высококачественные операционные усилители, а коэффициент усиления должен находиться в пределах 50–200.

Выводы.

1. Для повышения чувствительности дискретных датчиков предложен новый способ использования магнито-электронных индуктивностей с повышенной добротностью за счет компенсации активного сопротивления катушки путем введения обратных связей с использованием высококачественных операционных усилителей.
2. Предложены способы повышения чувствительности дискретных датчиков путем увеличения эквивалентной добротности за счет использования:
 - ОС по току для увеличения эквивалентного сопротивления четырехполюсника и
 - ОС со сложением напряжений для увеличения эквивалентного входного сопротивления, которое шунтирует индуктивность обратной связи.

Литература

1. Ларин В.Ю., Мачула М.Л. Проектирование устройств контроля положения на основе LC-генераторов //Збірка студентських наукових праць факультету “Комп’ютерні інформаційні технології і автоматика” Донецького національного технічного університету. Випуск 3. – Донецьк: ДонНТУ, 2005. — С. 78–83.
2. Соболев С.Н. Расчет и конструирование низковольтной электрической аппаратуры. — М.:В.Ш. — 1972. — 263 с.
3. Вонсовский С.В. Магнетизм. — М.:Наука — 1971. — 1076 с.
4. <http://www.tdautomatika.ru/>