

## АНАЛИЗ ГЕНЕРАТОРНЫХ СХЕМ ПРИ ДОПУСКОВОМ КОНТРОЛЕ РАЗМЕРОВ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ НЕМАГНИТНЫХ ИЗДЕЛИЙ МЕТОДОМ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ

Д. В. МИЛЯЕВ, В. К. ЖУКОВ

(Представлена научным семинаром кафедры информационно-измерительной техники)

Вопрос разработки измерительной аппаратуры становится особенно важным при измерениях неэлектрических величин, когда кроме измерительных преобразователей входит целый комплекс радиоэлектронных устройств. Прогресс радиоэлектроники создал условие дальнейшего развития таких направлений в измерительной технике, как неразрушающие испытания изделий методом вихревых токов.

Не останавливаясь на сущности метода вихревых токов, отметим, что разработка измерительной аппаратуры для контроля размеров и электропроводности немагнитных изделий и по сей день является актуальной задачей.

Как известно из теории вихревых токов, изменение размеров и свойств изделия, его структуры или нарушение ее приводит к изменению параметров электромагнитного поля, в которое помещается испытуемое изделие. В качестве чувствительного органа, преобразующего изменения параметров изделия в электрическую величину, служит индуктивный датчик. При воздействии измеряемой величины на измерительный преобразователь изменяются его параметры (активное, реактивное сопротивление и с ними связанные индуктивность, добротность и т. д.). Задача измерительной схемы состоит в том, чтобы как можно точнее зарегистрировать эти изменения.

Среди известных и широко используемых измерительных схем (мостовые, резонансные и т. д.) наибольшее распространение получили генераторные схемы, в которых индуктивный датчик является элементом колебательного контура, а изменение его параметра (индуктивности) преобразуется в изменение частоты или амплитуды автогенератора. Дальнейшую измерительную схему можно строить как по измерению амплитуды, так и частоты. С точки зрения чувствительности и точности измерения более перспективным является частотный метод. В данной статье предлагается анализ генераторных схем для контроля размеров и электропроводности изделий по частоте.

Наиболее просто измерение по частоте можно реализовать по блок-схеме, представленной на рис. 1. Индуктивный датчик  $D_1$ , включенный в контур генератора  $G$ , воспринимает действие измеряемой неэлектрической величины, преобразуя ее в изменение индуктивности, что приводит к изменению частоты автогенератора, которая регистрируется измерителем частоты ИЧ. Такая схема не может обеспечить требуемой точности измерения из-за малой чувствительности, поэтому часто использу-

ется дифференциальная или двухгенераторная схема (рис. 2), в которой один из генераторов ( $\Gamma_1$ ) является измерительным с датчиком  $D_1$ , другой — вспомогательным ( $\Gamma_2$ ) с эталонным датчиком  $D_2$ . Разностная частота, получаемая на выходе смесителя, контролируется частотомером ИЧ. Разностная частота равна 0 при одинаковом воздействии как на эталонный, так и на измерительный датчики. При воздействии контролируемой величины на измерительный датчик частотомер регистрируется частота, пропорциональная этой измеряемой величине. Точность измерения опре-

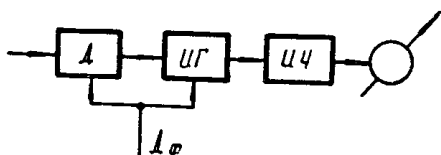


Рис. 1.

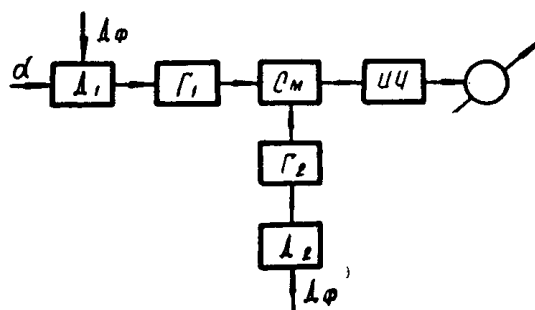


Рис. 2.

деляется в основном стабильностью частот обоих генераторов. Однако изменение температуры питающих напряжений, старение элементов генератора и т. д. приводят к различному уходу частот, что требует

вводить дополнительные регулировки и калибровки, и при быстрых изменениях названных факторов делают вообще процесс измерения невозможным.

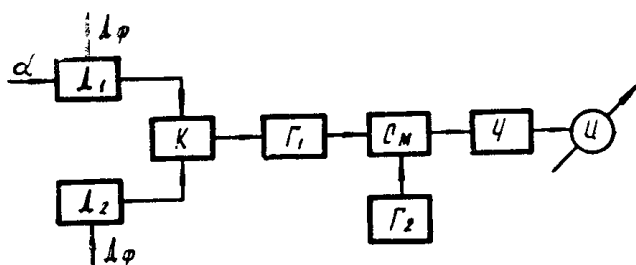


Рис. 3.

Особо нужно отметить влияние на измерительную схему температуры. Если для стабилизации питающих напряжений можно применять

активные меры, то использование термостатирования не всегда оказывается удобным и возможным. При работе генераторных схем на высоких частотах (десятки мегагерц), что, как правило, требуется при контроле геометрических размеров, уход частоты при изменении температуры может оказаться больше, нежели уход частоты, вызываемый контролируемым параметром. Таким образом, для повышения точности измерения необходимо строить автогенераторы с малым температурным коэффициентом частоты (ТКЧ). ТКЧ автогенераторов, работающих в диапазоне единицы-десятки мегагерц обычно не превышают  $10^{-5}$ , даже с использованием фазовой коррекции. Такая стабильность может быть достигнута только в случае достаточно высокой добротности контуров. Поэтому требование контроля малых изменений неэлектрических величин и требование к их точности измерения приводят к необходимости построения новых схем, мало подверженных влиянию дестабилизирующих факторов.

Одним из вариантов развития дифференциальных генераторных схем является схема на рис. 3. Основная особенность данной схемы состоит в том, что для устранения влияния изменений параметров активного элемента автогенератора (лампа, полупроводниковый триод) датчики измерительный и компенсационный периодически подключаются к измерительному генератору в качестве индуктивности его колебательного

контура. На входе генератора получаются пакеты напряжений, частоты которых пропорциональны коммутируемым индуктивностям. После преобразования смесителем (См) разность частот пакетов детектируется (4Д) и измеряется показывающим прибором (И).

Периодическое подключение индуктивностей осуществляется с помощью коммутатора, включающего в себя непосредственно ключи (механические или бесконтактные) и схему управления этими ключами. Основное требование, предъявляемое к ключам,—относительно малое их прямое сопротивление и идентичность. Неидентичность прямых сопротивлений ключей, непостоянство их во времени определяют основную погрешность контроля.

Другим источником погрешности является частотный детектор с присущими ему недостатками: непостоянство переходной частоты (дрейф нуля), нелинейность передаточной характеристики, влияние нестабильности входного напряжения и т. д. Для уменьшения погрешности контроля, вызываемой измерителем частоты, можно использовать автоматическую подстройку частоты, действующую в промежутках между измерениями.

Другой вариант измерительной схемы, работающей по методу периодического сравнения, представлен на рис. 4. В данной схеме периодически коммутируются не индуктивности (датчики), а колебательные контуры. Причем каждый контур может быть предварительно отдельно термокомпенсирован, что особенно важно при контроле неэлектрических величин, когда индуктивные датчики (измерительный и компенсационный) могут быть разнесены на значительные расстояния и находиться в различных температурных условиях. Влияние неидентичности ключей коммутатора и изменение прямых сопротивлений не будет практически сказываться на амплитуде и частоте генератора по той причине, что сопротивление ключа включается последовательно с большим резонансным сопротивлением контура.

Погрешность схемы, обусловленная измерителем разности частот пакетов, значительно снижена благодаря применению конденсаторного частотомера с коммутацией.

На рис. 5 представлена принципиальная схема макета прибора для контроля геометрических размеров или электропроводности немагнитных изделий.

Измерительный  $L_x$  и компенсационный  $L_0$  датчики образуют соответственно с емкостями  $C_{10}$  и  $C_{11}$  два колебательных контура, которые периодически с помощью коммутатора, включающего непосредственно ключи (диоды  $D_3 \div D_6$ ) и схему управления-мультивибратор ( $T_7$  и  $T_8$ ), подключаются к измерительному генератору ( $T_1$ ). Пакеты напряжений высокой частоты подаются на смеситель ( $T_2$ ), куда непрерывно поступает напряжение со вспомогательного генератора ( $T_3$ ). Оба генератора собраны по однотипной схеме, использующей инерционные свойства полупроводникового триода. Включение в цепь коллектора измерительного генератора высокочастотного дросселя позволяет при переключении колебательных контуров не нарушать режим работы транзистора по постоянному току. Величина индуктивности дросселя выбрана таким образом, чтобы сопротивление дросселя на частоте генерации было значительно больше резонансного сопротивления контуров. Следовательно, дроссель оказывает слабое влияние на чувствительность датчиков. После преобразования пакеты резонансной частоты поступают на конденсаторный частотомер с коммутацией. Первые два каскада ( $T_4, T_5$ ) представляют усилители-ограничители, преобразующие напряжение синусоидальной в напряжение прямоугольной формы, необходимое для работы выходного ключа частотомера ( $T_6$ ).

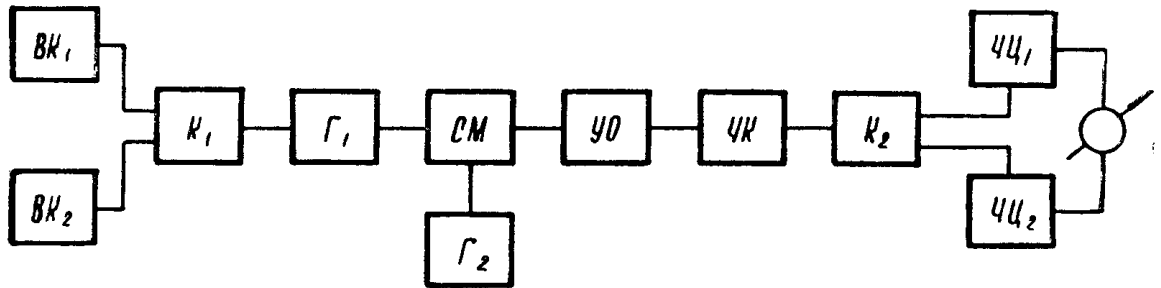


Рис. 4.

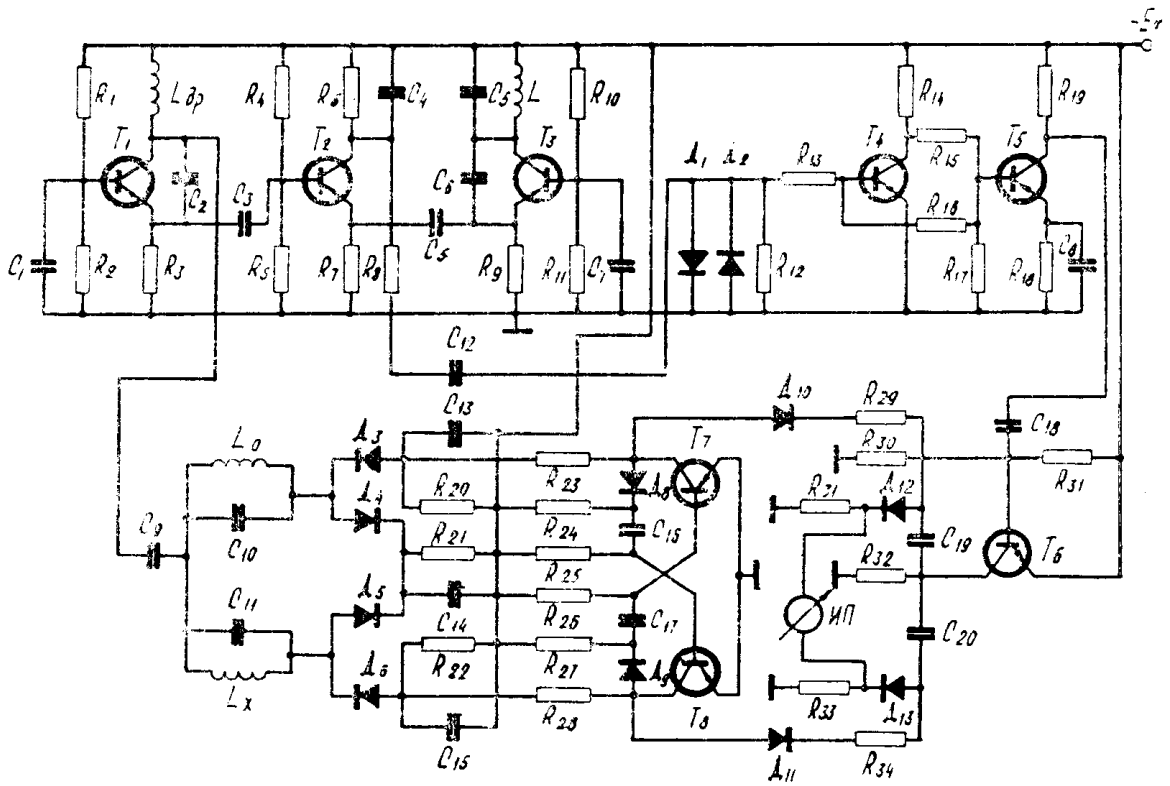


Рис. 5.

В отличие от обычного конденсаторного частотомера частотомер с коммутацией имеет две пары зарядно-разрядных цепей. Причем ток разряда одной цепи пропорционален частоте одного пакета, а ток разряда другой цепи пропорционален частоте другого пакета. Ток, протекающий через выходной прибор, определяется разностью разрядных токов, следовательно, показания прибора пропорциональны разности частот пакетов.

Показания прибора могут быть связаны с измеряемой частотой через коэффициенты преобразования соответствующих звеньев выражением

$$\alpha = S_i \cdot S_f \cdot f_x, \quad (1)$$

в котором  $S_f$  — функция преобразования частоты в постоянный ток (напряжение),  $S_i$  — чувствительность измерительного прибора к току и

$$f_x = f_1 - f_2 \quad (2)$$

разность частот пакетов, пропорциональная измеряемой величине. Наименьшее значение измеряемой величины, которое можно измерить прибором, определяется максимальной погрешностью. Не учитывая погрешность индуктивного датчика, относительная погрешность схемы может быть определена как отношение абсолютной погрешности  $\Delta L$  к полной индуктивности датчика  $L_x$

$$\gamma = \frac{\Delta L}{L_x}. \quad (3)$$

Основными источниками погрешности являются погрешность, обусловленная неполной термокомпенсацией контуров,

$$\gamma_1 = \pm \frac{1}{2} [(\alpha_{L_x} - \kappa_1 \alpha_{C_{11}}) + (\alpha_{L_0} - \kappa_2 \alpha_{C_{10}})] \Delta t \quad (4)$$

и погрешность частотомерной схемы. В выражении (4)  $\alpha_{L_x}$ ;  $\alpha_{C_{11}}$ ;  $\alpha_{L_0}$ ;  $\alpha_{C_{10}}$  — температурные коэффициенты соответственно  $L_x$ ,  $L_0$ ,  $C_{11}$  и  $C_{10}$ ,  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$  — коэффициенты, учитывающие неполную компенсацию контуров,  $\Delta t$  — отклонение температуры окружающей среды от той температуры, при которой термокомпенсировались контуры.

Из выражения (1) следует, что при  $t_x = \text{const}$

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = \frac{\Delta S_i}{S_i} + \frac{\Delta S_f}{S_f} \quad (5)$$

и при  $\alpha = \text{const}$

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta S_i}{S_i} + \frac{\Delta S_f}{S_f}. \quad (6)$$

Отношение  $\delta_{ii} = \frac{\Delta S_i}{S_i}$  — относительная погрешность измерительного прибора. Погрешность  $\frac{\Delta S_f}{S_f}$  выражает изменение чувствительности схемы по частоте, что в конечном итоге приводит к такому же изменению тока через прибор, т. е.

$$\frac{\Delta S_f}{S_f} = \frac{\Delta I_{np}}{I_{np}} \quad (7)$$

Таким образом,

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \delta_{ii} + \frac{\Delta I_{np}}{I_{np}} \quad (8)$$

является относительной погрешностью частотомера или отнесенная к частоте измерительного генератора

$$\frac{\Delta f_x}{f_r} = \left( \delta_{\text{н}} + \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} \right) \frac{f_x}{f_r}. \quad (9)$$

Для определения величины  $\frac{\Delta I_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}}$  воспользуемся выражением

$$I_{\text{пр}} = C_1 f_1 E_1 Q_1 \kappa_3 \kappa_4 - C_2 f_2 E_2 Q_2 \kappa_5 \kappa_6, \quad (10)$$

связывающим выходной ток прибора с параметрами частотомера и контролируемой разностью частот.

В выражении (10)

$$E_1 = (U \text{ заряда}_1 - U \text{ разряда}_1) \quad E_2 = (U \text{ заряда}_2 - U \text{ разряда}_2) \quad (11)$$

$$Q_1 = \frac{1 - e^{-\tau_1 f_1}}{1 + e^{-\tau_1 f_1}}; \quad Q_2 = \frac{1 - e^{-\tau_2 f_2}}{1 + e^{-\tau_2 f_2}}. \quad (12)$$

$$\kappa_3 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_{\text{пр}}}; \quad \kappa_6 = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{\text{пр}}}. \quad (13)$$

$\tau_1$  и  $\tau_2$  — постоянные времени разряда частотомерных цепей;

$\kappa_4$  и  $\kappa_5$  — коэффициенты, учитывающие неодинаковое время подключения частотомерных цепей, обусловленное разницей полупериодов мультивибратора. Изменение температуры питающего напряжения, старение элементов и т. д. приводит к изменению тока через прибор

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{пр}} = & f_1 E_1 Q_1 \kappa_3 \kappa_4 \Delta C_1 + f_1 C_1 Q_1 \kappa_3 \kappa_4 \Delta E_1 + \\ & + \dots + C_1 f_1 E_1 \kappa_3 \Delta \kappa_4 - f_2 E_2 Q_2 \kappa_5 \kappa_6 \Delta C_2 - \\ & - \dots - C_2 f_2 E_2 Q_2 \kappa_5 \Delta \kappa_6. \end{aligned} \quad (14)$$

Разделив (14) на (10) и преобразовав, получим относительное изменение тока через прибор, обусловленное изменением параметров.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} = & \frac{\Delta C_1 f_1}{C_1 (f_1 - \eta_1 f_2)} + \frac{\Delta E_1}{E_1} \frac{f_1}{(f_1 - \eta_1 f_2)} + \dots \\ & + \frac{\Delta \kappa_4}{\kappa_4} \frac{f_1}{(f_1 - \eta_1 f_2)} - \frac{\Delta C_2}{C_2} \frac{f_2}{(\eta_2 f_1 - f_2)} - \dots \\ & - \frac{\Delta \kappa_6}{\kappa_6} \frac{f_2}{(\eta_2 f_1 - f_2)}, \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\eta_1 = \frac{C_2 E_2 Q_2 \kappa_5 \kappa_6}{C_1 E_1 Q_1 \kappa_3 \kappa_4} \quad (16)$$

$$\eta_2 = \frac{1}{\eta_1}. \quad (17)$$

В первом приближении  $\eta_1 = \eta_2$ , тогда

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} = & \frac{f_1}{f_1 - f_2} \left[ \left( \frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta C_2}{C_2} \frac{f_2}{f_1} \right) + \right. \\ & \left. + \left( \frac{\Delta E_1}{E_1} - \frac{\Delta E_2}{E_2} \frac{f_2}{f_1} \right) + \dots + \left( \frac{\Delta \kappa_4}{\kappa_4} - \frac{\Delta \kappa_6}{\kappa_6} \frac{f_2}{f_1} \right) \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

В общем случае относительные изменения  $\frac{\Delta C_1}{C_1}$  и  $\frac{\Delta C_2}{C_2}$ ,  $\frac{\Delta E_1}{E_1}$  и  $\frac{\Delta E_2}{E_2}$  и т. д. могут иметь как разные величины, так и разные знаки. При допусковом контроле частоты  $f_1$  и  $f_2$  могут также различаться незначительно. С учетом сказанного выражение (18) можно переписать

$$\frac{\Delta I_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} \cong \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta \kappa'_3}{\kappa'_3} + \frac{\Delta \kappa'_6}{\kappa'_6}. \quad (19)$$

Тогда

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \left( \delta_n + \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta \kappa'_3}{\kappa'_3} + \frac{\Delta \kappa'_6}{\kappa'_6} \right) \frac{f_x}{f_r}. \quad (20)$$

Как уже было выше сказано, погрешность схемы выражается в пересчете на относительное изменение индуктивности датчика. Общая погрешность схемы

$$\begin{aligned} \gamma = & \pm [(\alpha_{L_x} - \kappa_1 \alpha_{c_{11}} + (\alpha_{L_0} - \kappa_2 \alpha_{c_{10}})] \Delta t + \\ & + 2 \left( \delta_n + \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta \kappa'_3}{\kappa'_3} + \frac{\Delta \kappa'_6}{\kappa'_6} \right) \frac{f_x}{f_r}. \end{aligned} \quad (21)$$

Из выражения (21) следует, что схемная погрешность в основном определяется стабильностью элементов и в первую очередь элементов колебательных контуров. Погрешность, вносимая частотомерной схемой, зависит от величин частот  $f_x$  и  $f_r$ : чем выше частота генератора, тем меньше общая погрешность. Практически первая составляющая погрешности может быть доведена до величины порядка  $10^{-6}/^\circ\text{C}$ .

Для проверки возможностей рассмотренной схемы были проведены экспериментальные исследования. Температурные коэффициенты частоты каждого контура при  $20^\circ\text{C}$  были одинакового знака и равны по величине ( $10^{-4}/^\circ\text{C}$ ). При изменении температуры до  $60^\circ\text{C}$  уход разностной частоты (при частоте измерительного генератора  $30 \text{ мГц}$ ) не превышал  $12 \text{ кГц}$ , что эквивалентно относительному изменению индуктивности датчика не более чем на  $10^{-5}/^\circ\text{C}$ .

Расхождение расчетной и экспериментально найденной погрешности объясняется тем, что температурные коэффициенты частоты обоих колебательных контуров при повышении температуры оказались одинакового знака.