**Н. М. СТАРОБИНСКИЙ, А. А. БОЛТЯНСКИЙ,
Ю. Н. СЕКИСОВ, А. А. КОНДОРОВ**

КОММУТАТИВНАЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ СХЕМА С ЕМКОСТНЫМИ НАКОПИТЕЛЯМИ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Измерительные преобразователи неэлектрических величин являются основой систем автоматического контроля и управления и, в конечном счете, определяют точность, стабильность и надежность всего устройства в целом.

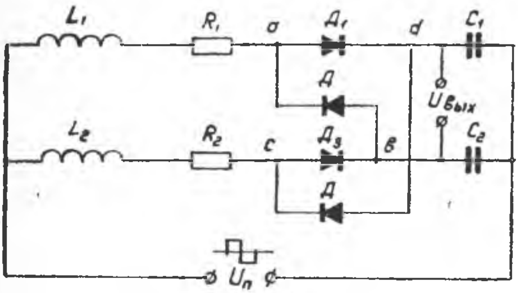

Рис. 1

Параметрические измерительные схемы, основой работы которых является коммутирование электрических цепей, и процессы, связанные с ними, будем называть коммутативными.

В настоящей работе приводятся исследования и расчет коммутативной схемы, в которой для измерения разности параметров дифференциального индуктивного датчика используются переходные процессы, возникающие при коммутации. Это дает возможность значительно увеличить чувствительность преобразования при сохранении линейности выходной характеристики и малых частотных погрешностях.

На рис. 1 представлена принципиальная схема преобразователя. Питание осуществляется переменным напряжением прямоугольной формы. Такая форма напряжения соответствует принципу использования переходных процессов в цепях с энергоемкими элементами при скачкообразном возмущении.

Допустим, что до момента $t=0$ (рис. 2) $u_{c1}=u_{c2}=0$ и $i_{c1}=i_{c2}=0$. В момент $t=0$ подается скачок напряжения $+E$, под действием которого открываются диоды $Д_1$ и $Д_3$ (рис. 1). В цепях $L_1Д_1C_1$ и $L_2Д_3C_2$ возникают соответственно токи i_{c1} и i_{c2}, заряжающие конденсаторы c_1 и c_2 (рис. 2).

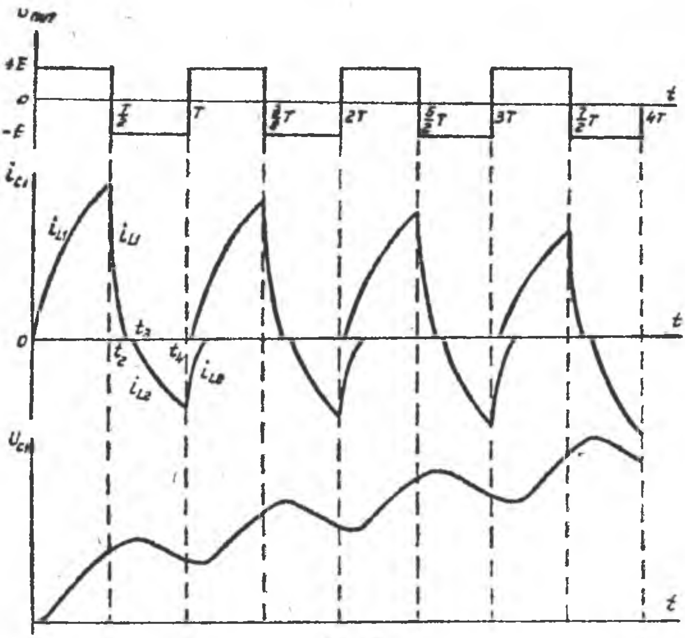

Рис. 2

Если $c_1 = c_2$ и $R_{д1} = R_{д3}$, то состояние диодов $Д_2$ и $Д_4$ будет определяться величиной разбаланса $\Delta L = L_2 - L_1$. Разности потенциалов

$$U_{cd} = L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 R_{д1} - L_2 \frac{di_2}{dt}, \quad (1)$$

$$U_{ab} = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 R_{д3}. \quad (2)$$

При $L_1 = L_2$ $U_{cd} = U_{ab} = 0$.

Если $L_1 < L_2$, то U_{cd} смещает рабочую точку вольтамперной характеристики диода $Д_2$ в проводящем направлении, а U_{ab} запирает диод $Д_4$.

Вольтамперная характеристика диодов (германиевых и кремниевых) представлена на рис. 3. При больших ΔL U_{cd} может оказаться больше U_d (уровень напряжения, резко уменьшающий сопротивление диода в проводящем направлении).

В этом случае открывается одновременно третий диод $Д_2$; и по цепи $L_1Д_1Д_2L_2$ потечет уравнительный ток $i_{ур}$, который уменьшает ток заряда i_{c1}. Рассмотрение схемы в этом режиме значительно

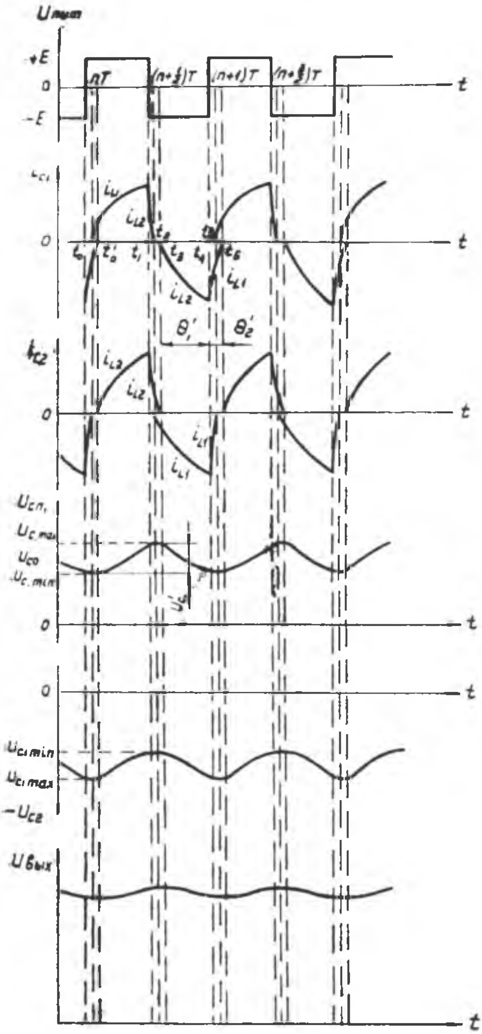

Рис. 3

усложняется. К тому же уравнительный ток, резко уменьшая чувствительность, искажает выходную характеристику. При этом использование схемы невозможно. Принимаем для анализа $U_{cd} < U_d$; $U_{ab} < U_d$. Такое допущение справедливо для некоторых малых значений ΔL (из условия 1, 2).

Применение составных диодов, имеющих значительно большую величину U_d, дает возможность увеличить допустимый разбаланс. Картина остается прежней при изменении знака разбаланса ($L_2 < L_1$). В этом случае диод $Д_2$ будет заперт разностью потенциалов U_{cd}, а $Д_4$ смещаться напряжением U_{ab} в прямом направлении.

Так как $C_1 = C_2$, $R_{д1} = R_{д3}$ разность токов $\Delta i = i_{C_1} - i_{C}$ определяется только ΔL. В момент $t = \frac{T}{2}$ скачком изменяется знак напряжения ($-E$). При этом

$$U_{C_1} = \frac{1}{C_1}\int_0^{\frac{T}{2}} i_{C_1} dt; \quad U_{C_2} = \frac{1}{C_2}\int_0^{\frac{T}{2}} i_{C_2} dt.$$

Под действием ЭДС самоиндукции диоды $Д_1$ и $Д_3$ продолжают оставаться открытыми, токи i_{C_1} и i_{C_2} протекают в том же направлении, уменьшаясь по мере уменьшения энергии, накопленной в индуктивностях L_1 и L_2 за время от $t = 0$ до $t = \frac{T}{2}$ (рис. 2).

$$W_1 = L_1 \frac{i^2_{C1}\left(\frac{T}{2}\right)}{2}; \quad W_2 = L_2 \frac{i^2_{C2}\left(\frac{T}{2}\right)}{2}.$$

В момент t_2 $i_{C_1} = 0$, в момент t_3 $i_{C_2} = 0$. Так как $L_1 < L_2$, то постоянная времени $\tau_1 < \tau_2$, следовательно, момент t_2 должен наступить раньше t_3. В интервале $t_2 \leqslant t \leqslant t_3$ открыты диоды $Д_3$ и $Д_4$, ток $i_{C_1} = 0$; $i_{C_2} = i_{L_2} + (-i_{L_1})$. В момент t_3 закрывается диод $Д_3$ и становится проводящим диод $Д_2$, ток $i_{C_1} = i_{L_2}$, $i_{C_2} = i_{L_1}$. На отрезке $0 \leqslant t \leqslant t_3$ конденсатор C_1 заряжается большим током i_{L_1} и разряжается меньшим током i_{L_2}, а по конденсатору C_2 проходит ток заряда $i_{L_2} < i_{L_1}$ — тока разряда.

После каждого цикла заряд—разряд на конденсаторах происходит накопление энергии и, соответственно, увеличение напряжения U_{C_1}, если время заряда, определяемое параметрами цепи, превышает длительность полупериода питающего напряжения. Конденсатор C_2, аналогично, заряжается напряжением $U_{C_2} = -U_{C_1}$. Выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{C_1} - (-U_{C_2}) = 2U_{C_1}$. С увеличением U_{C_1} ток заряда i_{L_1} уменьшается, ток разряда i_{L_2} увеличивается. Возрастание U_{C_1} продолжается до значения, при котором выполняется равенство (3)

$$\int\limits_{nT}^{\left(n+\frac{1}{2}\right)T} i_{C_1} dt = \int\limits_{\left(n+\frac{1}{2}\right)T}^{(n+1)T} i_{C_1} dt. \tag{3}$$

Как следует из (3), этот режим характеризуется равенством нулю среднего тока через емкости и является установившимся. При этом выходное напряжение $2\ U_{c1}$ пропорционально разбалансу ΔL и во много раз превышает уровень выходного сигнала обычных мостовых схем.

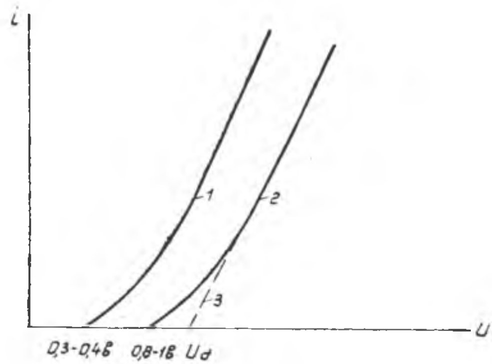

Рис. 4.

Равенство (3) положено в основу расчета рассматриваемого преобразователя. Условия, удовлетворяющие (3), получены методом поэтапного решения системы дифференциальных уравнений, описывающих протекающие процессы. Временные интервалы (этапы), на которых система уравнений рассматривается как линейная, определяются моментами коммутации диодов и моментами изменения знака напряжения питания (рис. 3).

Для упрощения принимаются следующие допущения.

1. Сопротивление источника равно нулю.

2. Ампервольтная характеристика диодов аппроксимируется в соответствии с рис. 4 (прямая 3).

3. Сопротивление нагрузки бесконечно велико (рассматривается режим холостого хода).

4. Уровень выходного сигнала $2U_c < 2U_d$.

На рис. 3 представлены диаграммы изменения токов i_{C_1} и i_{C_2}, напряжений U_{C_1}, U_{C_2} и $U_{вых} = U_{C_1} - U_{C_2}$ в установившемся режиме. Ток i_{C_1} определяется токами i_{L_1} и i_{L_2}.

Неизвестными являются значения $U_{C\,min}$, U_C' и моменты коммутации t_0, t_0', t_2, t_3, t_5, t_5'.

Из условия периодичности тока в установившемся режиме и равенства (3) составим граничные условия:

$$U_{C_1\,min} = U_{C_1}(t_2) - U_{C_1\,min} \qquad \text{I}$$

$$i_{C_1}(t_2) = 0 \qquad \text{II}$$

$$i_{C_1}(t_5) = 0 \qquad \text{III}$$

$$\Theta_1' + \Theta_2 = \frac{T}{2} \qquad \text{IV}$$

$$\Theta_1' + \Theta_2' = \frac{T}{2} \qquad \text{V}$$

$$U_C(t_5) = U_{C\,min} \qquad \text{VI}$$

Разобьем период изменения тока i_{c1} на участки, для каждого из которых составим дифференциальные уравнения. Решая их с учетом граничных условий, получим систему алгебраических уравнений, количество которых равно числу неизвестных.

Этап 1. $t_0 \leqslant t \leqslant t_1$, (рис. 3)

t_0 — момент коммутации (диод $Д_1$ открывается, $Д_4$ закрывается).

Напряжение U_{C_1} описывается дифференциальным уравнением (4)

$$L_1 C_1 \frac{d^2 U_{C_1}}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} + U_C = E, \tag{4}$$

где

$$C \frac{dU_C}{dt} = i_{C_1}.$$

Начальные условия для

$$t_0 = 0 \left| \begin{array}{l} U_{C_1} = U_{C\,min} \\ i_{C_1} = 0. \end{array} \right.$$

Решая это уравнение, получим

$$\left. \begin{array}{l} U_{C_1} = E\left(1 + \dfrac{p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}}{r\omega_0}\right) - U_{C\,min}\left(\dfrac{p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}}{2\omega_0}\right) \\ i_{C_1} = -\dfrac{(E - U_{C\,min})(e^{p_1 t} - e^{p_2 t})}{2\omega_0 L_1} \end{array} \right| , \tag{5}$$

где p_1, p_2 — корни характеристического уравнения.

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2 - \frac{1}{L_1 C_1}}$$

Этап 2. $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$.

Под действием ЭДС самоиндукции ток i_{C_1} продолжает протекать в том же направлении по диоду $Д_1$.

На этом этапе

$$L_1 C_1 \frac{d^2 U_{C_1}}{dt^2} + RC_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} + U_{C_1} = -E. \tag{6}$$

Начальные условия определяются из (5) при подстановке $t = t_1$. После решения имеем

$$\left.\begin{aligned} U_{C_1} &= \frac{i_{C_1}(t_1)}{2\omega_0 C_1}(e^{p_1 t} - p_2 l^{p_2 t}) - E\left(1 + \frac{p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}}{2\omega_0}\right) - \\ &\quad - \frac{U_1}{2\omega_0}(p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}), \\ i_{C_1} &= \frac{i_1}{2\omega_0}(p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}) + \frac{E + U_1}{2\omega_0 L_1}(e^{p_1 t} - e^{p_2 t}). \end{aligned}\right| \tag{7}$$

Для момента времени $t = t_2$

$$U_C(t) = U_{C_1}(t_2) - U_{C\ \min} = \frac{i_1}{2\omega_0 C}(e^{p_1\Theta_2} - e^{p_2\Theta_2}) -$$

$$-E\left(1 - \frac{p_2 e^{p_1\Theta_2} - p_1 e^{p_2\Theta_2}}{2\omega_0}\right) - \frac{U_1}{2\omega_0}(p_2 e^{p_1\Theta_2} - p_1 e^{p_2\Theta_2}). \qquad \mathrm{I}$$

$$\frac{i_1}{2\omega_0}(p_1 e^{p_1\Theta_2} - p_2 e^{p_2\Theta_2}) + \frac{E - U_1}{2\omega_0 L_1}(e^{p_1\Theta_2} - e^{p_2\Theta_2}) = 0. \qquad \mathrm{II}$$

Этап 3. $t_2 \leqslant t \leqslant t_3$.

Диоды $Д_1$ и $Д_4$ закрыты, ток $i_{C_1} = 0$, $U_{C_1}(t_2) = U_{C_1}(t_3)$.

Этап 4. $t_3 \leqslant t \leqslant t_4$.

Открыты диоды $Д_2$ и $Д_4$, конденсатор C_1 разряжается по цепи $L_2 Д_4 C_1$ с током i_{L_2}. Напряжение U_{C_1} описывается уравнением

$$L_2 C_1 \frac{d^2 U_{C_1}}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} + U_C = -E. \tag{8}$$

Начальные условия получаем из (7) при $t = t_2$. Из (8) находим

$$U_{C_1} = U_{C_1}(t_2)\left(\frac{p_2 e^{p_1\Theta_1^1} - p_1 e^{p_2\Theta_1^1}}{2\omega_0}\right) - E\left(1 + \frac{p_2 e^{p_1\Theta_1^1} - p_1 e^{p_2\Theta_1^1}}{2\omega_0}\right), \tag{9}$$

$$i_{C_1} = \frac{E - U_{C_1}(t_2)}{L_2}\left(\frac{e^{p_1\Theta_1^1} - e^{p_2\Theta_1^1}}{2\omega_0}\right). \tag{10}$$

Этап 5. $t_4 \leqslant t \leqslant t_5'$.

Открыты диоды $Д_2$, $Д_4$. Для этого этапа справедливо:

$$L_2 C_1 \frac{d^2 U_{C_1}}{dt^2} + RC_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} + U_{C_1} = +E. \tag{11}$$

Начальные условия определены из (9, 10) при $t = t_4$. Из (11) получим U_{C_1} и i_{C_1} в момент $t = t_5$.

$$U_{C_1 \min} = E\left(1 + \frac{p_5 e^{p_4\Theta_2^1} - p_4 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_0}\right) - U_{C_1}(t_3)\cdot\left(\frac{p_5 e^{p_4\Theta_2^1} - p_4 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_0}\right) +$$

$$+\frac{i_{C_1}(t_3)}{C}\cdot\left(\frac{e^{p_4\Theta_2^1}-e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega^1{}_{01}}\right), \quad \text{(VI)}$$

$$i_{C_1}(t_3)\cdot\left(\frac{p_4 e^{p_4\Theta_2^1}-p_5 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_{0_1}^1}\right)-\frac{E-U_3}{2\,\omega_{01}\,L_2}\left(e^{p_4\Theta_2^1}-e^{p_5\Theta_2^1}\right)=0. \quad \text{(VII)}$$

Полученные в результате решения выражения составляют систему алгебраических уравнений, из которых можно определить искомые расчетные величины.

$$\frac{i_1}{2\omega_0 C_1}\left(e^{p_1\Theta_2}-e^{p_2\Theta_2}\right)-E\left(1-\frac{p_2 e^{p_1\Theta_2}-p_1 e^{p_2\Theta_2}}{2\omega_0}\right)-$$

$$-\frac{U_1}{2\omega_0}\left(p_2 e^{p_1\Theta_2}-p_1 e^{p_2\Theta_2}\right)=U_{c\sim}. \quad \text{(I)}$$

$$\frac{i_1}{2\omega_0}\left(p_1 e^{p_1\Theta_2}-p_2 e^{p_2\Theta_2}\right)+\frac{E+U_1}{2\omega_0 L_1}\left(e^{p_1\Theta_2}-e^{p_2\Theta_2}\right)=0, \quad \text{(II)}$$

$$i_c(t_3)\left(\frac{p_4 e^{p_4\Theta_2^1}-p_5 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_{01}}\right)-\frac{E-U_3}{2\omega_{01}L_2}\left(e^{p_4\Theta_2^1}-e^{p_5\Theta_2^1}\right)=0, \quad \text{(III)}$$

$$\Theta_1+\Theta_2=\frac{T}{2}; \quad \text{(IV)}$$

$$\Theta_1'+\Theta_2'=\frac{T}{2}, \quad \text{(V)}$$

$$U_{c\,\min}=E\left(1+\frac{p_5 e^{p_4\Theta_2^1}-p_5 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_{01}}\right)-U_{c1}(t_3)\left(\frac{p_5 e^{p_4\Theta_2^1}-p_4 e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_{01}}\right)+$$

$$+\frac{i_{c1}(t_3)}{C}\left(\frac{e^{p_4\Theta_2^1}-e^{p_5\Theta_2^1}}{2\omega_{01}}\right), \quad \text{(VI)}$$

Метод расчета был проверен для схемы со следующими параметрами:

$$E=40\ в,\ L_0=15\cdot10^{-3}\ гн,\ \Delta L=5\cdot10^{-6}\ гн,\ f=15\ кгц.$$

$$C_1=C_2=4\ мк\,f,\ R_1=R_2=120\ ом.$$

Система уравнений I—VI решалась на машине «Урал-2»
Напряжение $U_{вых}$.
расчетное 0,29 *bв*
эксперимент — 0,3 *bв*.

Для аналогичных данных $U_{вых}$. мостовой схемы переменного тока должно быть равно

$$E\frac{\Delta L}{2L_0}=40\frac{0{,}005}{2\cdot15}=0{,}0066\ в.$$

Расхождение экспериментальных данных и результатов расчета не превышает 2—5%: некоторые погрешности расчета связаны с принятыми допущениями. Как следует из приведенных результатов, выходное напряжение преобразователя превышает выходное напряжение нерезонансной мостовой схемы в оптимальном режиме $U_{\text{вых}} = E \frac{\Delta L}{2L^0}$ в 50 раз.

На основе описанного расчета и экспериментальных данных

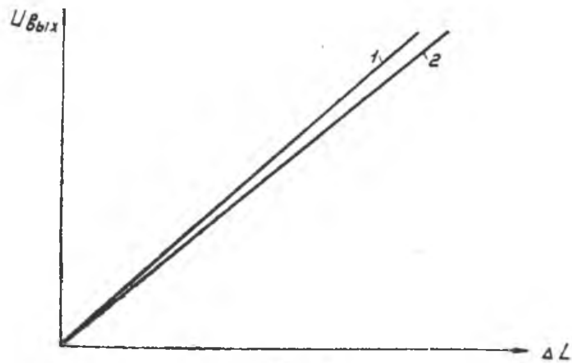

Рис. 5

предлагается упрощенный метод определения выходных характеристик схемы: выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, выходного сопротивления схемы $R_{\text{экв}}$, длительности переходного процесса $T_{\text{пер}}$ по известным параметрам

$$L_1, L_2, R_1, R_2, E, \omega, C_1, C_2;$$

$$U_{\text{вых}} = E \frac{\Delta \tau}{2\tau_0} \cdot K;$$

$$K = \frac{24\tau_0}{T};$$

$$R_{\text{вн}} \cong \omega L \cdot 0{,}62K;$$

$$T_{\text{пер}} = 3R_{\text{вн}} C;$$

$$I_{\text{вх}} \cong \frac{E}{\omega L_0};$$

$$U_{\text{пульс}} \cong I_{\text{вх}} \frac{1}{\omega C}.$$

На графиках (5) приведены результаты сопоставления экспериментальных и расчетных характеристик.

Расхождение не превышает 10%.