

Б.М. Мамиконян

**Исследование емкостной измерительной цепи
при питании биполярным несимметричным
импульсным напряжением**

(Представлено академиком А.А. Терзяном 28/III 2000)

При применении емкостных датчиков (ЕД) возникает задача построения измерительной цепи (ИЦ), в которой изменение емкости датчика преобразуется в сигнал напряжения или тока. Для этой цели широко используется двойной Т-образный нелинейный четырехполюсник [1]. Важным преимуществом цепи является то, что в ней (рис.1,а) источник питания, конденсатор C_1 датчика, конденсатор C_2 сравнения (эти конденсаторы могут быть частями дифференциального ЕД) и выходной измерительный прибор имеют общую точку заземления, а выходной сигнал получается непосредственно в форме постоянного тока. В этой цепи легко обеспечивать длительную стабильность параметров, достаточно широкий частотный диапазон (вплоть до 5 МГц), а также эффективное экранирование, что позволяет снизить уровень помех при измерениях емкости с заземленным электродом. Данная цепь исследована при питании симметричным прямоугольным переменным напряжением [1], синусоидальным напряжением [2], симметричными биполярными импульсами [3], в режиме широтно-импульсного уравнивания [4, 5]. В настоящей работе цепь исследуется в общем случае, при питании несимметричными биполярными прямоугольными импульсами напряжения, отличающимися как по амплитуде, так и по длительности, что позволяет использовать результаты исследования для анализа возможностей как амплитудно-импульсного, так и широтно-импульсного способов уравнивания цепи.

В рассматриваемой ИЦ (рис. 1) конденсатор C_1 заряжается через диод D_1 в течение времени t_1 от приложенного напряжения E_1 и разряжается в течение времени t_2 через сопротивления R_1 и R_H на землю и перезаряжается через сопротивления R_1 , R_2 и диод D_2 отрицательным напряжением E_2 . Аналогичным образом происходит заряд-разряд конденсатора C_2 . Напряжение u_H на выходе ИЦ определяется разностями $\Delta C = C_1 - C_2$, $\Delta E = E_1 - E_2$ и $\Delta t = t_1 - t_2$ (обычно принимается $R_1 = R_2 = R$); измерительный прибор постоянного тока показывает среднее значение U_0 этого напряжения.

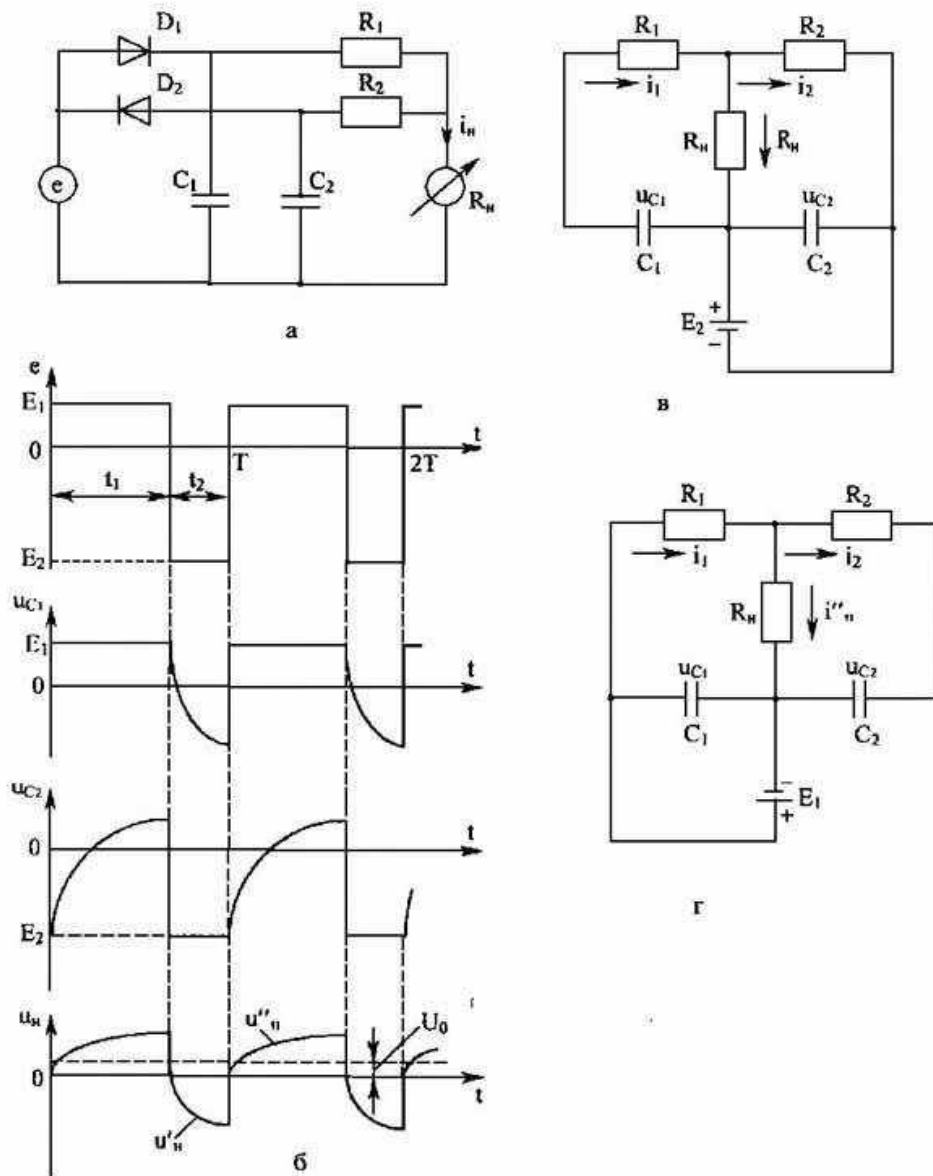


Рис. 1. Принципиальная схема ИЦ (а); графики напряжений (б); эквивалентные схемы цепи для интервала времени t_2 (в) и t_1 (г).

На эквивалентных схемах цепи (рис.1, в, г) сделаны следующие допущения: диоды имеют нулевое прямое и бесконечно большое обратное сопротивления; внутреннее сопротивление источника питания равно нулю; нагрузкой цепи является активное сопротивление R_H .

Составим уравнения эквивалентных схем в операторной форме. Для интервала времени t_2 (рис. 1, в)

$$U_{C_2}(p) = E_2 / p = I_2(p)R_2 - I_H'(p)R_H,$$

$$U_{C_1}(p) = E_1 / p - I_1(p) / C_1 p = I_1(p)R_1 + I_H'(p)R_H,$$

$$I_1(p) = I_H'(p) + I_2(p).$$

Для интервала времени t_1 (рис. 1, г)

$$\begin{aligned}
U_{C_1}(p) &= E_1 / p = I_1(p)R_1 + I_H''(p)R_H, \\
U_{C_2}(p) &= E_2 / p - I_2(p) / C_2 p = I_2(p)R_2 - I_H''(p)R_H, \\
I_1(p) &= I_H'(p) + I_2(p).
\end{aligned}$$

Решая эти уравнения относительно изображений выходного тока, получим ($R_1 = R_2 = R$):

$$I_H'(p) = \frac{E_1}{R(R+2R_H)C_1} \times \frac{(1-k)pRC_1 - k}{p(p-p_1)}, \quad (1)$$

$$I_H''(p) = \frac{E_1}{R(R+2R_H)C_2} \times \frac{1+(1-k)pRC_2}{p(p-p_2)}, \quad (2)$$

где $k = E_2/E_1$; $p_1 = -(R+R_H)/(R(R+2R_H)C_1)$; $p_2 = -(R+R_H)/(R(R+2R_H)C_2)$.

Оригинал выходного тока определяем по формуле суммы вычетов

$$i_H(t) = \sum_{k=1}^2 \operatorname{Res}_{p_k} [I_H(p) \cdot e^{pt}]$$

где p_k - полюсы функции $I_H(p)$. В результате получаем:

$$\begin{aligned}
i_H'(t) &= -\frac{E_1}{R+R_H} \left[k - \frac{R+(1+k)R_H}{R+2R_H} \cdot e^{p_1 t} \right], \\
i_H''(t) &= -\frac{E_1}{R+R_H} \left[1 - \frac{kR+(1+k)R_H}{R+2R_H} \cdot e^{p_2 t} \right].
\end{aligned}$$

Среднее значение (постоянная составляющая) выходного тока $i_H(t) = i_H'(t) + i_H''(t)$, показываемое измерительным прибором,

$$\begin{aligned}
I_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T i_H(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_2} i_H'(t) dt + \int_0^{t_1} i_H''(t) dt \right] = \frac{E_1 f}{R+R_H} \{ t_1 - k t_2 + \\
&+ \frac{R+(1+k)R_H}{R+2R_H} \times \left[\frac{1}{p_1} (e^{p_1 t_2} - 1) \right] - \frac{kR+(1+k)R_H}{R+2R_H} \left[\frac{1}{p_2} (e^{p_2 t_1} - 1) \right] \}, \quad (3)
\end{aligned}$$

где $f = 1/T$ - частота источника питания.

Линейная зависимость выходного сигнала от измеряемой емкости возможна лишь в той области, где экспоненциальные члены выражения (3) будут пренебрежимо малы. Если требуются точные измерения, то элементы схемы и частота питающего генератора выбираются таким образом, чтобы обеспечивались условия $|p_1 t_2| > 5$ и $|p_2 t_1| > 5$ (хотя и при меньших значениях этих показателей экспоненциальные члены частично компенсируют друг друга). Тогда экспоненциальные члены будут составлять менее 0,5% от всего выходного сигнала, и ток на выходе будет равен

$$I_0 = \frac{E_1 f}{R+R_H} \left\{ t_1 - kt_2 + \frac{R[R+(1+k)R_H]}{R+R_H} \cdot C_1 - \frac{R[kR+(1+k)R_H]}{R+R_H} \cdot C_2 \right\}. \quad (4)$$

Данное выражение используется для вычисления выходного тока схемы рис. 1,а.

Исследования показывают, что с целью повышения метрологических характеристик рассматриваемой цепи необходимо измерять выходной ток I_0 , а не выходное напряжение $U_0 = I_0 R_H$ и по возможности уменьшить R_H вплоть до нуля. Во-первых, время нарастания выходного сигнала зависит от R_H : чем меньше это сопротивление, тем меньше время нарастания. При значении $R_H = 1$ кОм время нарастания (до 63% от полного отклонения) составляет около 20 мкс. Это позволяет измерять изменение емкости ЕД при быстрых механических процессах. Во-вторых, при измерении выходного тока (а не выходного напряжения) часть паразитных емкостей оказывается шунтированной пренебрежимо малым входным сопротивлением измерителя силы тока и, следовательно, практически не влияет на результаты измерений. И в третьих, при $R_H = 0$ цепи заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2 (рис. 1, а) не влияют друг на друга. Наконец, уменьшение R_H увеличивает значения p_1 и p_2 и уменьшает тем самым нелинейность характеристики преобразования ИЦ.

Подобным измерителем среднего значения выходного тока ИЦ со входным сопротивлением $R_H = 0$ может служить операционный преобразователь (ОП), составленный из элементов A_1 , C_3 , R_3 (рис. 2), который преобразует свой входной ток $i_H(t)$ в выходное напряжение $u(t)$, усиливая при этом постоянную составляющую I_0 тока $i_H(t)$ и сглаживая содержащиеся в нем пульсации. Параметры ОП выбираются таким образом, чтобы влияние частоты f сигнала $i_H(t)$ на выходные параметры ОП было минимальным. Для этого постоянная времени $\tau = R_3 C_3$ цепи обратной связи должно удовлетворять условию $\tau \gg T$, чтобы обеспечивалось неравенство $1/f < 0,01$. Конденсатор $C_4 \gg C_3$, соединяющий вход определенного усилителя ОУ с заземлением, защищает ОУ от переходных импульсов, которые появляются на выходе ИЦ и передаются через цепь обратной связи. Наличие этого конденсатора большой емкости (обычно $C_4 > 0,1$ мкФ) обеспечивает удержание суммирующего входа усилителя А на стабильном уровне потенциала виртуального заземления и тем самым работу на частотах

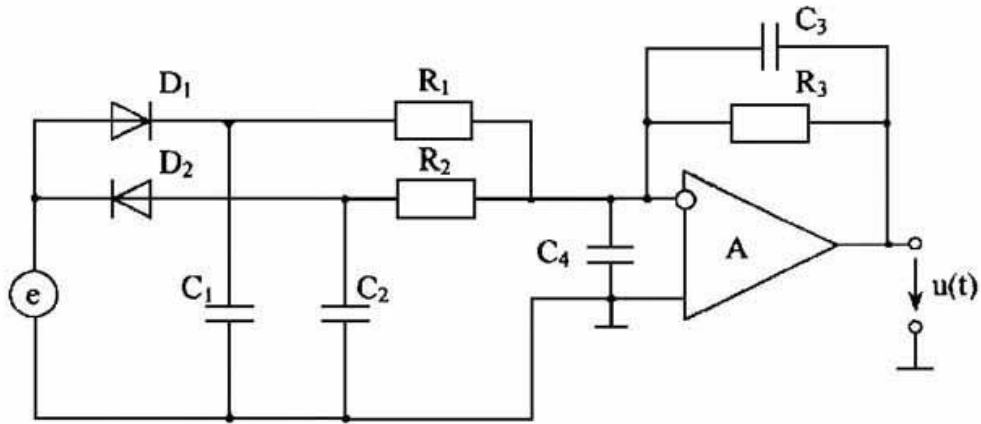


Рис. 2. Принципиальная схема ИЦ с операционным преобразователем на выходе.

до нескольких мегагерц без использования широкополосных ОУ.

При выполнении вышеуказанных условий постоянная составляющая $U_0 = -I_0 R_3$ выходного напряжения $u(t)$ определяется выражением

$$U_0 = - \frac{E_1 f R_3}{R} [t_1 - kt_2 + R(C_1 - kC_2)], \quad (5)$$

в котором учтено, что в выражении (4) тока I_0 имеет место $R_H = 0$.

Анализ схемы (рис. 2) показывает, что ее чувствительность зависит главным образом от четырех параметров: E_1, f, R, R_3 . Максимальное зарядное напряжение E_1 (или E_2) ограничивается допустимым уровнем сигнала КМОП-

транзистора, равным 15 В. Частота f может быть выбрана в пределах до 1-2 МГц, если только не накладываются специфические ограничения. Увеличение частоты до 5 МГц ведет, в общем случае, к росту нелинейности характеристики. Верхний предел сопротивления R_3 лимитируется условием $R_3 \ll R_{вх}$, где $R_{вх}$ - входное сопротивление ОУ; практические границы R_3 от 50 до 100 кОм. Значение сопротивления резисторов $R_1=R_2=R$ желательно иметь не слишком большим во избежание увеличения нелинейности характеристики: в данной схеме оптимальными являются значения R от 20 до 30 кОм. Таким образом, чувствительность схемы на частоте $f=2$ МГц будет составлять 1,5 ... 3 В/пФ, что делает схему особенно ценной для измерения малых приращений емкостей ЕД.

Стабильность чувствительности определяется этими же четырьмя параметрами. Колебания частоты f легко свести к минимуму за счет применения кварцевого генератора, у которого $\Delta f / f < 5 \times 10^{-5}$. Применение прецизионных резисторов R_1 , R_2 и R_3 обеспечивает низкий уровень нестабильности $\Delta R / R < 5 \times 10^{-5}$. Наиболее критичным параметром является напряжение питания, поскольку типовые стабилизированные источники напряжения допускают колебания выходного напряжения до 1 %.

С целью улучшения метрологических характеристик емкостной ИЦ исследованы возможности ее уравнивания: амплитудно-импульсного и широтно-импульсного. При амплитудно-импульсном уравнивании в соответствии с выражением (5) поддерживается равенство $t_1 = t_2 = T / 2$, а разбаланс цепи, возникающий за счет приращения емкостей $\Delta C = C_1 - C_2$, уравнивается соответствующей регулировкой разности амплитуд $\Delta E = E_1 - E_2$ импульсов зарядного напряжения до восстановления баланса $U_0 = 0$. Условие баланса цепи следует из (5):

$$\Delta E = 2fR(E_2C_2 - E_1C_1),$$

откуда видно, что при амплитудно-импульсном способе уравнивания дестабилизирующие факторы не устраняются.

В случае широтно-импульсного уравнивания поддерживается постоянным зарядное напряжение $E_1=E_2=E$, и цепь уравнивается соответствующей регулировкой разности интервалов времени заряда $\Delta t = t_2 - t_1$. Условие баланса цепи, вытекающее из (5) при $k=1$, принимает вид

$$\Delta t = R \Delta C. \quad (6)$$

Оно показывает, что в этом случае характеристика преобразования не зависит от напряжения и частоты источника питания и параметров ОП, а результат измерения получается непосредственно в цифровой форме.

Широтно-импульсное уравнивание рассматриваемой емкостной ИЦ реализовано по схеме рис. 3, а. Питающий генератор 1 выдает синусоидальное напряжение (рис. 3, б, кривая 1). Усилитель-компаратор A_1 вырабатывает прямоугольное переменное напряжение e , форма которого симметричная, пока опорный сигнал на его H -входе равен нулю (рис. 3, б), что имеет место при $\Delta C=0$. При разбалансе ИЦ, возникающем в результате приращения ΔC емкостей ЕД, напряжение U_0 , появляющееся на выходе ОП, действует на H -вход усилителя-компаратора, прямоугольное переменное напряжение e становится асимметричным (рис. 3, в). Если, например, разбаланс ИЦ возник в результате увеличения емкости C_1 , то длительность t_2 отрицательных импульсов напряжения e увеличивается, а длительность t_1 положительных импульсов уменьшается. Этим способом опорное напряжение U_0 восстанавливает баланс ИЦ, изменяя соответствующим образом продолжительность заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2 . Измерительный прибор 2 показывает разность $t_2 - t_1$ длительностей разнополярных прямоугольных импульсов.

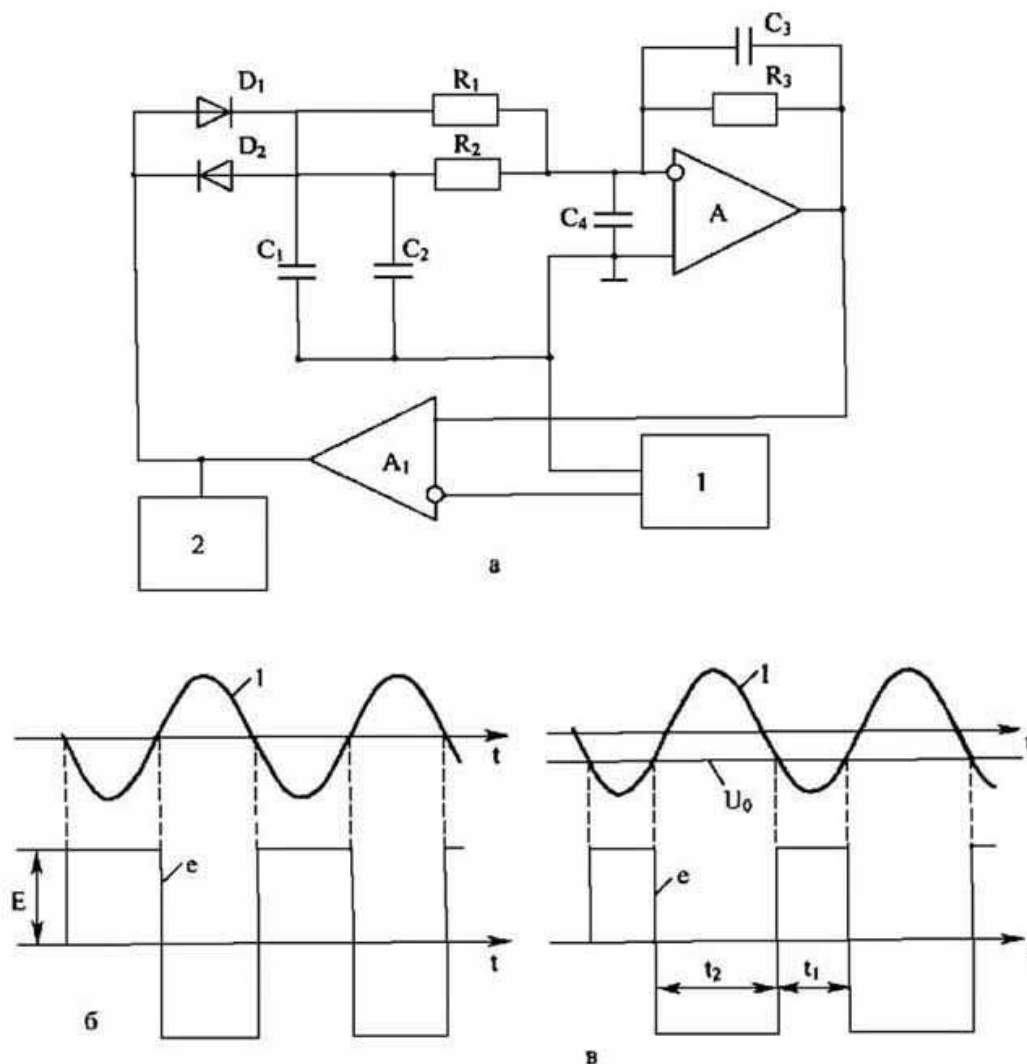


Рис. 3. Принципиальная схема ИЦ с широтно-импульсным уравниванием (а);
эпоэры напряжения питания(б,в).

Устройство по схеме рис. 3,а испытано в лабораторных условиях для измерения емкости дифференциального ЕД давления жидких и газообразных сред с начальной емкостью $C_0 = 50$ пФ каждой половины. Сопротивления резисторов $R_1 = R_2 = 20$ кОм, $R_3 = 50$ кОм; емкости конденсаторов $C_3 = 2,2$ нФ, $C_4 = 0,1$ мкФ; диоды D_1, D_2 - типа КД521А. Усилители A и A_1 выбраны типа КР544УД2А со внешними цепями компенсации напряжения смещения нуля и с питанием от одного источника с помощью резистивного делителя с заземленной средней точкой, чтобы при изменении напряжения источника положительные и отрицательные выходные напряжения насыщения не отличались друг от друга. В качестве источника питания 1 использован генератор синусоидальных колебаний по схеме Колпитца [6] с частотой $f = 1$ МГц и амплитудой ~ 7 В. Пиковое значение E прямоугольного напряжения на выходе компаратора составляло 10 В. Длительности t_1 и t_2 выходных прямоугольных импульсов измеряли измерителем временных интервалов типа И2-7. Емкости ЕД изменялись в пределах $C_1 = 50 \dots 60$ пФ, $C_2 = 50 \dots 40$ пФ; при этом $t = 0 \dots 0,4$ мкс, и чувствительность устройства составляла $0,02$ мкс/пФ. Нелинейность характеристики преобразования не превышала $0,5$ %.

Для уменьшения влияния паразитных емкостей электронная схема располагалась в непосредственной близости от выводов ЕД и применялась эффективная экранировка, в результате чего паразитные емкости, шунтирующие половины ЕД, оказывались порядка 10 пФ, но поскольку схема ИЦ - дифференциального типа, то эти емкости приблизительно в равной степени воздействовали на обе ее половины, благодаря чему имела место их взаимная компенсация в соответствии с выражением (6).

Таким образом, в результате проведенного исследования установлено, что разработанная емкостная измерительная цепь с успехом может быть использована для измерения малых приращений емкостей ЕД.

Литература

1. *Лайон К.С.* - Приборы для научных исследований, 1964. № 3. С. 95-98.
2. *Артамонов А.Т.* - Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение. 1971. № 12. С. 21-23
3. *Мамиконян Б.М.* - ДАН Арм ССР. 1990. Т. 90. № 4. С. 161-167.
4. *Мамиконян Б.М.* - Авторское свидетельство СССР № 1739313 по кл. G01R 27/26, опубл. в БИ № 21, 1992г.
5. *Мамиконян Б.М.* - Измерительная техника. 1995. № 4. С. 48-49.
6. *Андреев А.Б., Баранов Б.А., Баранов Вл.А.* - Приборы и техника эксперимента. 1990. № 4. С. 48-49.

Բ.Մ. Մամիկոնյան

Ունակային չափիչ շղթայի հետազոտումը երկբևեռ ոչ սիմետրիկ իմպուլսային լարումով սնելու դեպքում

Ավտոմատացման համակարգերում լայնորեն կիրառվող ունակային տվիչների ունակության փոքր աճերը չափելու համար նպատակահարմար է օգտագործել երկ-T-աձև ոչ գծային քառաբևեռանին, որն ունի մի շարք էական առավելություններ փոփոխական հոսանքի կամրջակային շղթաների նկատմամբ: Դիտարկված է այդ քառաբևեռանու աշխատանքը երկբևեռ ոչ սիմետրիկ իմպուլսներով սնելու դեպքում: Հետազոտված են շղթայի չափագիտական բնութագրերը ինչպես ուղիղ ձևափոխման, այնպես էլ հավասարակշռող ձևափոխման մեթոդների իրագործման դեպքերում: Հիմնավորված է, որ նպատակահարմար է շղթան կիրառել ոչ թե ելքային լարման, այլ ելքային հոսանքի չափման ռեժիմում, որը կարելի է իրագործել շղթայի ելքում միացնելով գրոյական մուտքային դիմադրություն ունեցող գործույթային ձևափոխիչ: Դիտարկված են չափիչ շղթայի հավասարակշռման ամպլիտուդաիմպուլսային և լայնաիմպուլսային եղանակները, որոնց հետազոտումով պարզվել է, որ առաջին եղանակի դեպքում ապակայունացնող գործոնները հնարավոր չէ արտաքսել ձևափոխման ֆունկցիայից, մինչդեռ երկրորդ եղանակն ապահովում է չափման սխալանքների էական փոքրացում:

Գնահատված են մշակված չափիչ սարքում սխալանքների փոքրացման հնարավոր հասանելի սահմանները: Նկարագրված է մշակված չափիչ սարքը, պարզաբանված են օգտագործված հանգույցների ընտրության, նրանց տարրերի պարամետրերի հաշվարկի առանձնահատկությունները, ներկայացված են պատրաստված նմուշի փորձարարական հետազոտության արդյունքները: