

## ПАССИВНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

**В.Ю.Луценко, А.С.Жагров, Ю.С.Осеledчик,**  
Запорожская государственная инженерная академия,  
пр. Ленина, 226, Запорожье, 69006, Украина.

*Выполнен анализ электромагнитных процессов преобразования маломощного сигнала термо-ЭДС термопары, происходящих в коммутационном преобразователе и повышающем трансформаторе. Предложено выражение для функции выигрыша, которое позволяет оценить целесообразность применения коммутационного преобразователя или повышающего трансформатора в зависимости от сопротивления датчика, а также определить необходимое для достижения максимальной чувствительности измерительной схемы значение коэффициента трансформации. Библ. 9, рис. 5.*

**Ключевые слова:** термопара, термо-ЭДС, трансформатор, коммутационный преобразователь, чувствительность.

**Введение.** Термоэлектрические преобразователи – термопары являются одними из наиболее распространенных датчиков температуры. Эти датчики, несмотря на их достоинства – широкий диапазон измеряемых температур, высокую надежность, малую инерционность, возможность измерения разности температур и др., характеризуются относительно низкой температурной чувствительностью. Появление современных многозарядных  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП обеспечивает относительно высокую точность измерений лишь в случае стационарных или медленно меняющихся сигналов термо-ЭДС. При необходимости регистрации нестационарных тепловых процессов или реализации заданного теплового режима, например, как в случае выращивания нелинейно-оптических материалов, когда уровень нестабильности температуры в печи во многом определяет количество дефектов в кристалле, применение этих устройств часто не приводит к желаемому результату. Причиной этого является низкое быстродействие  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП (порядка нескольких секунд), что обуславливает появление в результатах измерений дополнительной динамической погрешности.

Общепринятым подходом при регистрации постоянных сигналов термо-ЭДС является их усиление на переменном токе [1]. В [3] описан многоканальный измерительный преобразователь, в котором реализован один из коммутационных методов преобразования – метод первой производной. Реализация такого подхода частично исключает необходимость в усилительных устройствах с источниками питания, поскольку преобразование происходит за счет энергии сигнала, развиваемой самим датчиком. Подобный преобразователь состоит из ключа, который периодически подключает источник сигнала к шунтированной резистором индуктивности. В момент размыкания ключа начинается переходный процесс, и на индуктивности возникает импульс, амплитуда которого значительно превышает измеряемый сигнал. Авторы [3] не учитывают влияния паразитной емкости катушки и указывают, что в этом случае чувствительность преобразователя определяется отношением сопротивлений этой цепи по постоянному току при замкнутом и разомкнутом ключе, при этом коэффициент усиления сигнала по напряжению может достигать значений  $\sim 10^2$ .

В [6] описан коммутационный преобразователь, построенный на базе повышающего трансформатора. Этот преобразователь, как и описанный в [3], во многом аналогичен известному в силовой электронике обратноходовому преобразователю [7]. Однако в состав коммутационного преобразователя не входят присутствующие в выходной цепи обратноходового преобразователя диод и конденсатор, что объясняется различным назначением этих преобразователей [7, 9]. Отсутствие указанных элементов обуславливает различия в режимах работы и выходных сигналов коммутационного и обратноходового преобразователя. В работах [4, 5] предложены математические основы коммутационного преобразования и даны рекомендации по проектированию соответствующих преобразователей. Однако вопросы обоснования и анализа основных возможностей этого способа измерения постоянного напряжения остаются недостаточно освещенными.

Традиционным подходом при измерении сигналов термо-ЭДС является применение на входе усилителей согласующих повышающих трансформаторов, основным назначением которых является согласо-

вание уровня шумов термопары и входного шума усилителя [1]. Однако низкие значения термо-ЭДС и наличие потерь в реальном трансформаторе ограничивают эффективность их применения. Целью настоящей работы является анализ преимуществ использования коммутационного преобразования сигнала термо-ЭДС по сравнению с применением повышающего трансформатора с высоким коэффициентом трансформации.

**Анализ электромагнитных процессов преобразования сигналов термо-ЭДС.** Коммутационный преобразователь состоит из повышающего трансформатора, к первичной обмотке которого через ключ Кл периодически подключается термопара (рис. 1, а). При размыкании ключа происходит коммутационное преобразование действующей в цепи термо-ЭДС –  $E$ . Выходной сигнал преобразователя представляет собой затухающие колебания, которые можно сравнительно легко усилить, после чего дальнейшую регистрацию осуществить с помощью управляемого пикового детектора и АЦП.

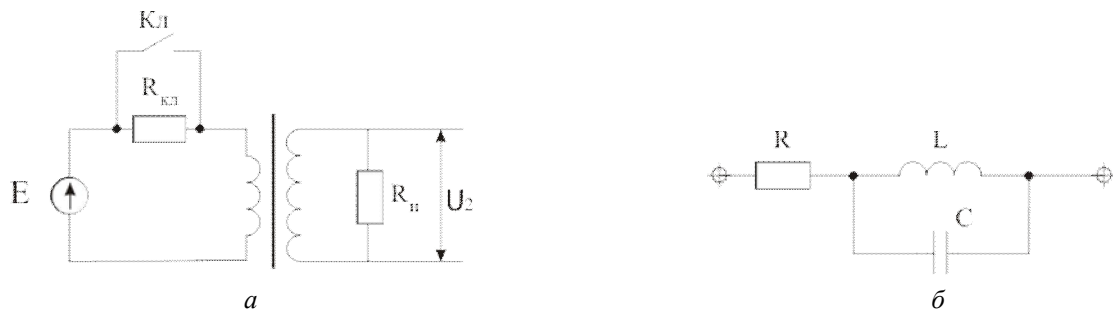


Рис. 1

Анализ электромагнитных процессов преобразования сигналов термо-ЭДС как в коммутационном преобразователе, так и в повышающем трансформаторе, прежде всего, предполагает выбор эквивалентной схемы замещения трансформатора. С целью упрощения анализа и выявления наиболее значимых факторов будем рассматривать линейную Т-образную модель идеального трансформатора, характеризующуюся неизменным значением магнитной проницаемости сердечника  $\mu$  и отсутствием рассеивания магнитного потока [2]. В качестве схемы замещения обмотки будем использовать последовательно-параллельную  $RLC$  схему, показанную на рис. 1, б. Отметим, что более универсальной схемой замещения является схема, в которой емкость обмотки включена параллельно соединенным последовательно индуктивности и сопротивлению. Однако применение такой схемы замещения не позволяет получить аналитические решения, поскольку в этом случае схема описывается дифференциальными уравнениями высших порядков, решение которых возможно только численно. Кроме того, отличие полученных результатов для одной и другой схем замещения не превышают единиц процентов, что свидетельствует в пользу схемы замещения, позволяющей получить решения в элементарных функциях.

Входная цепь микровольтметра на базе коммутационного преобразователя представляет собой коммутационный преобразователь, выход которого подключен ко входу усилителя с коэффициентом усиления  $K$ . Эквивалентная схема замещения измерительной входной цепи на базе коммутационного преобразователя показана на рис. 2.

В ходе дальнейшего анализа ключ Кл будем считать идеальным, то есть обеспечивающим мгновенную коммутацию. Размыкание ключа осуществляется, когда ток в цепи достигнет своего установившегося значения, т.е. не ранее чем через  $3\div 5\tau$  ( $\tau$  – постоянная времени цепи термопары). В противном случае не будет обеспечено максимально возможное значение выходного сигнала. Время, когда ключ находится в разомкнутом состоянии, выбирается таким, чтобы произвести регистрацию первой полуволны выходного сигнала. Наблюдать полное затухание выходного сигнала нет необходимости, это только увеличит время одного измерения без повышения точности. В ходе дальнейшего анализа будем рассматривать режим разрывных токов, при котором к началу следующего цикла вся энергия из трансформатора передана в нагрузку и следующий цикл начинается с нулевого тока в трансформаторе. С целью уменьшения влияния сетевых наводок целесообразно синхронизировать работу ключа с напряжением питающей сети. Время одного измерения в этом случае составит 20 мс. Такого временного интервала вполне достаточно, чтобы достичь установившегося значения тока в цепи термопары после замыкания ключа и произвести регистрацию первой полуволны выходного сигнала.

В эквивалентной схеме замещения сопротивление провода первичной обмотки –  $R_1'$ , соеди-

нительных проводов и ключа в замкнутом состоянии –  $r_1$ , а внутреннее сопротивление источника полезного сигнала –  $R_d$  учтено с помощью сопротивления  $R_1$ . Сопротивления  $R_1'$ ,  $r_1$ ,  $R_d$  образуют делитель напряжения. Будем считать, что в этом делителе определяющим является сопротивление источника входного сигнала, т.е.  $R_1 \cong R_d$ . Сопротивление разомкнутого ключа учитывается с помощью сопротивления  $R_{кл}$ , которое включено параллельно ключу. Сопротивление провода вторичной обмотки –  $R_2'$ , соединительных проводов –  $r_2$  и сопротивление нагрузки коммутационного преобразователя, в качестве которого выступает входное сопротивление усилителя  $R_{ex}$ , учтено с помощью сопротивления  $R_2$ . Сопротивления  $R_2'$ ,  $r_2$ ,  $R_{ex}$  также образуют делитель напряжения, при этом выходное напряжение коммутационного преобразователя представляет собой падение напряжения на сопротивлении  $R_{ex}$ . Сопротивление  $R_{ex}$  совместно с сопротивлением разомкнутого ключа  $R_{кл}$  определяют добротность коммутационного преобразователя и, таким образом, влияют на вид выходного сигнала коммутационного преобразователя. С целью увеличения помехозащищенности за счет сужения полосы пропускания предпочтительными являются большие значения сопротивлений  $R_{ex}$  и  $R_{кл}$ . Следовательно, на практике, необходимо стремиться к выполнению условия  $r_2 \ll R_2' \ll R_{ex}$ , так что справедливо считать  $R_2 \cong R_{ex}$ .

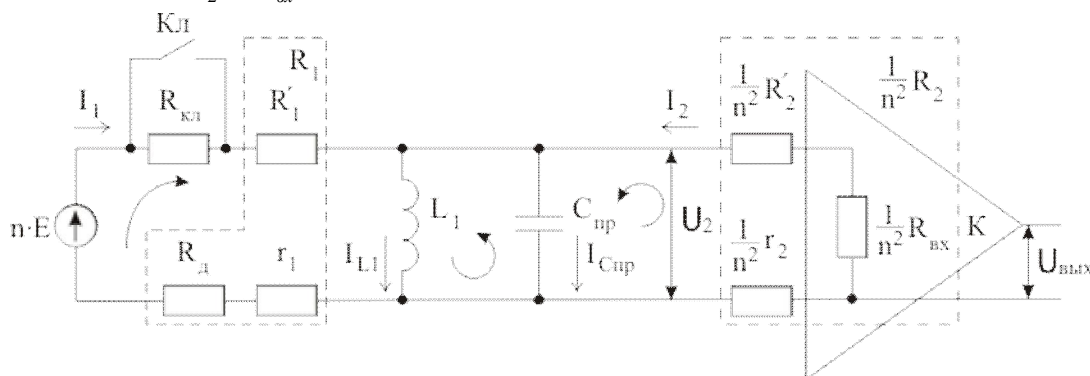


Рис. 2

Первичная и вторичная обмотки трансформатора имеют  $N_1$  и  $N_2$  витков, их индуктивности учитываются в эквивалентной схеме замещения элементами  $L_1, L_2$ . Элементы  $C_1, C_2$  отражают наличие распределенных емкостей обмоток. В эквивалентной схеме замещения трансформатора эти емкости сведены в одну приведенную емкость  $C_{np} = C_1 + C_2 L_2 / L_1$ .

Для представленной на рис. 2 эквивалентной схемы замещения составлена система дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы после размыкания ключа

$$\begin{cases} I_1 + I_2 - I_{Cnp} - I_{L1} = 0, & I_1 (R_{кл} + R_1) + L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{N_2}{N_1} E, \\ L_1 \frac{d^2 I_{L1}}{dt^2} - \frac{I_{Cnp}}{C_{np}} = 0, & \frac{L_1}{L_2} R_2 \frac{dI_2}{dt} + \frac{I_{Cnp}}{C_{np}} = 0. \end{cases} \quad (1)$$

Решая совместно эту систему уравнений, приходим к уравнению

$$\frac{d^2 I_2}{dt^2} + 2\beta \frac{dI_2}{dt} + \omega_0^2 I_2 = 0, \quad (2)$$

где  $\beta = \frac{1}{2} \frac{1}{L_1 C_{np}} \left( \frac{L_1}{R_1 + R_{кл}} + \frac{L_2}{R_2} \right)$ ;  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{np}}}$ .

Решение уравнения (2) имеет вид

$$I_2 = nE \frac{(R_1^{-1} - (R_{кл} + R_1)^{-1})}{n^{-2} R_2 C_{np} \omega} e^{-\beta t} \sin(\omega t), \quad (3)$$

где  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}$ ;  $n = \sqrt{L_2/L_1} = N_2/N_1$ .

Уравнение (3) описывает затухающий колебательный процесс. Поэтому в качестве параметра, определяющего значение выходного сигнала, будем рассматривать амплитуду первого максимума напряжения на сопротивлении  $R_2$ . Тогда коэффициент преобразования коммутационного преобразователя определим как отношение амплитуды первого максимума выходного сигнала к постоянному напряжению в первичной цепи:

$$K_{np} = \frac{U_2(t_{max})}{E} = n \rho_{экр} \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_{кл} + R_1} \right) e^{-\frac{\beta}{\omega} \arctg\left(\frac{\omega}{\beta}\right)}, \quad (4)$$

где  $t_{max}$  – момент времени, который соответствует первому максимуму функции (3),  $\rho_{экр}$  – эквивалентное волновое сопротивление коммутационного преобразователя,  $\rho_{экр} = \sqrt{L_1/C_{np}}$ .

Смножитель  $e^{-\frac{\beta}{\omega} \arctg\left(\frac{\omega}{\beta}\right)}$  в (4) представляет собой монотонно убывающую функцию, величина которой зависит от степени затухания выходного сигнала, а ее максимальное значение достигается при малом затухании и не превышает единицы. Таким образом, учитывая что  $R_{кл} \gg R_1$ , в случае малого затухания значение коэффициента преобразования, в основном, определяется отношением  $n\rho_{экр} R^{-1}$ .

Применение в составе измерительных схем коммутационного преобразователя позволяет понизить их порог чувствительности, что достигается за счет пассивного согласования низкоомного датчика (термопары) с шумящим усилителем. На рис. 3 показана эквивалентная шумовая схема замещения входной измерительной цепи с коммутационным преобразованием термо-ЭДС. В качестве источников шума будем рассматривать входящие в схему замещения активные сопротивления, которые являются источниками определяемого формулой Найквиста «белого» шума [2].

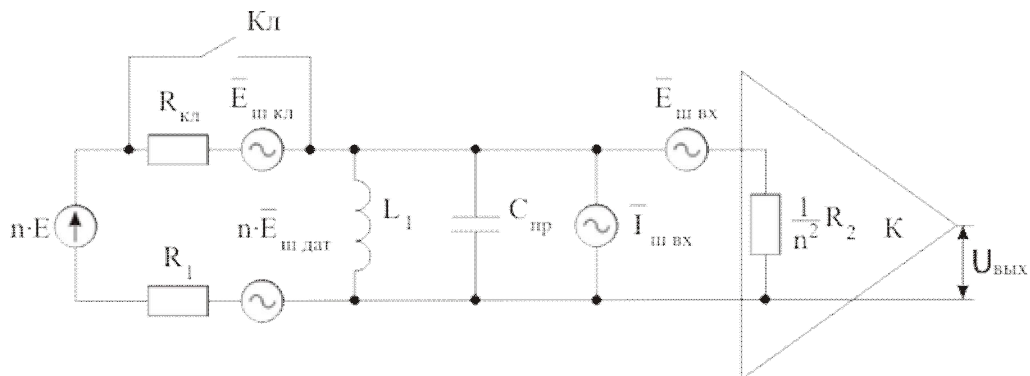


Рис. 3

Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  включают в себя несколько сопротивлений, однако в ходе дальнейшего анализа шумовых свойств под сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  будем понимать сопротивление датчика и входное сопротивление усилителя, поскольку именно эти составляющие являются определяющими. Шум датчика учтен в схеме замещения шумовой ЭДС –  $\overline{E_{шдат}}$ , шум сопротивления разомкнутого ключа – шумовой ЭДС –  $\overline{E_{шкл}}$ . С помощью источников  $\overline{E_{швх}}$  и  $\overline{I_{швх}}$  учитываются шумовые свойства усилителя. Источники шума будем считать некоррелируемыми. Напряжение полезного сигнала на входе усилителя определим следующим образом:  $U_{вх} = E \cdot K_{np}$ .

Напряжение шума на входе усилителя равно

$$\overline{U_{швх}^2} = \left[ \left( \overline{E_{шдат}} K_{np} \right)^2 + \left( \overline{E_{шкл}} \frac{n^{-2} R_2}{R_1 + R_{кл} + n^{-2} R_2} \right)^2 + \left( \overline{I_{швх}} \frac{n^{-2} R_2 (R_1 + R_{кл})}{R_1 + R_{кл} + n^{-2} R_2} \right)^2 + \overline{E_{швх}}^2 \right] \Delta f ,$$

где  $\Delta f$  – эффективная шумовая полоса пропускания.

Отношение сигнал-шум на входе усилителя равно  $C / Ш = U_{сх} / \overline{U_{швх}}$ . Значение минимального сигнала, которое может быть измерено, определим из условия  $C / Ш = 1$

$$E_{\min}^2 = \left[ \overline{E_{шдат}}^2 + \frac{\overline{E_{швх}}^2}{K_{np}^2} + \frac{1}{K_{np}^2} \left( \frac{n^{-2} R_2}{R_1 + R_{кл} + n^{-2} R_2} \right)^2 \cdot \left( \overline{E_{шкл}}^2 + \overline{I_{швх}}^2 (R_1 + R_{кл})^2 \right) \right] \Delta f . \quad (5)$$

Первый член выражения (5) определяет абсолютный нижний предел минимального измеряемого сигнала, так как он представляет собой напряжение тепловых шумов датчика в полосе пропускания усилителя. Три других члена (5) определяют снижение чувствительности схемы за счет собственных шумов усилителя и сопротивления разомкнутого ключа. Весомым преимуществом коммутационного преобразователя является то, что его выходной сигнал представляет собой затухающие свободные колебания, происходящие с частотой  $\omega$ , а это, в свою очередь, позволяет существенно уменьшить значение полосы  $\Delta f$  и тем самым понизить уровень минимального измеряемого напряжения.

Как известно, высокую чувствительность микровольтметров и нановольтметров постоянного тока обеспечивает согласование источника сигнала с шумящим усилителем через входной трансформатор [1]. Поэтому целесообразно сравнить полученные для коммутационного преобразователя результаты с возможностью применения в качестве пассивного согласующего устройства повышающего трансформатора. Применение повышающего трансформатора предполагает преобразование постоянного сигнала термо-ЭДС в переменное напряжение. Процесс модуляции малых сигналов представляется отдельной задачей. Ограничимся рассмотрением, когда модулированный сигнал термо-ЭДС –  $E'$  подается на вход трансформатора. Будем считать, что рассматриваемый повышающий трансформатор не искажает формы входного сигнала. Эквивалентная схема замещения измерительной цепи на базе повышающего трансформатора с приведенными к первичной обмотке источниками сигнала и шума показана на рисунке 4. Смысл элементов схемы замещения повышающего трансформатора такой же, как и при рассмотрении коммутационного преобразователя. Напряжение полезного сигнала на входе усилителя равно  $U_{сх}^{mp} = E' K_{np}^{mp}$ , где  $K_{np}^{mp}$  – коэффициент преобразования трансформатора.

Для представленной на рис. 4 эквивалентной схемы замещения трансформатора коэффициент преобразования определяется выражением:

$$K_{np}^{mp} = n \cdot \left[ R_1 \sqrt{\left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{n^2} \cdot \frac{1}{R_2} \right)^2 + \left( \frac{1}{\omega L_1} - \omega C_{шп} \right)^2} \right]^{-1} ,$$

где  $\omega$  – частота входного сигнала.

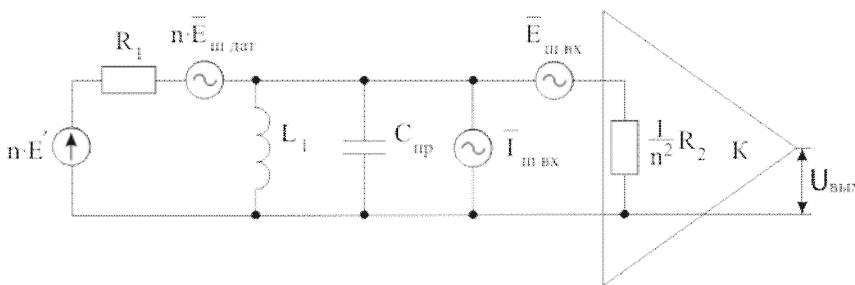


Рис. 4

Напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора и, соответственно, коэффициент преобразования  $K_{np}^{mp}$  будут максимальными, когда  $\omega \rightarrow \omega_0$ , ( $\omega_0 = (L_1 C_{шп})^{-1/2}$ ). Значение коэффициента преобразования в этом случае определяется выражением

$$K_{np}^{mp} = n \frac{R_2}{R_2 + R_1 (L_2 / L_1)} . \quad (6)$$

В ходе дальнейшего анализа будем считать, что значение коэффициента преобразования определяется выражением (6). Значение минимального сигнала, которое может быть измерено цепью с повышающим трансформатором, также определяется из условия  $C / Ш = 1$ :

$$E_{\min}^{mp2} = \left[ \overline{E_{шодам}}^{-2} + \overline{E_{швх}}^{-2} \left( \frac{1}{n} + n \frac{R_1}{R_2} \right)^2 + \overline{I_{швх}}^{-2} \frac{R_1^2}{n^2} \right] \Delta f. \quad (7)$$

Выбор оптимального коэффициента трансформации  $n$  позволяет повысить чувствительность измерительных схем как с коммутационным преобразованием, так и с повышающим трансформатором, поскольку увеличение  $n$  обеспечивает увеличение амплитуды выходного сигнала. В то же время, такое увеличение будет сопровождаться, кроме всего прочего, ростом собственной распределенной емкости трансформатора, влияние которой носит шунтирующий характер, что обуславливает снижение амплитуды выходного сигнала. Учет шунтирующего влияния распределенной емкости трансформатора, в первую очередь, необходим в случае коммутационного преобразователя, поскольку от значения этой емкости зависит значение коэффициента преобразования. В случае повышающего трансформатора влияние на полезный сигнал емкости трансформатора может быть уменьшено за счет изменения частоты входного сигнала так, чтобы выполнялось условие  $\omega \approx \omega_0$ .

Как известно [8], значение емкости обмотки зависит от многих факторов, основными из которых являются способ намотки и количество витков. Учет всех факторов, определяющих значение емкости, является нецелесообразным, а порой и неосуществимым. Поэтому ограничимся допущением, что емкость обмотки пропорциональна количеству витков. В этом случае для приведенной емкости трансформатора можно записать

$$C_{прив} = C_1 + n^2 C_2 = k N_1 + n^2 C_2, \quad (8)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности между емкостью обмотки и количеством витков  $N_1$ .

Значение емкости первичной обмотки  $C_1$  может быть оценено экспериментально согласно предложенной в [5] методике в ходе анализа параметров переходного процесса в цепи, содержащей источник постоянной ЭДС, периодически работающий ключ и сердечник с первичной катушкой. Значение приведенной емкости трансформатора  $C_{прив}$  определяется аналогично, с той разницей, что к первичной обмотке через периодически работающий ключ подключается источник ЭДС, а анализируемый сигнал регистрируется на зажимах вторичной обмотки. Значение коэффициента  $k$  определяется расчетным путем по формуле (8) для известных значений приведенной емкости трансформатора  $C_{прив}$ , емкости первичной обмотки  $C_1$  и количества витков первичной и вторичной обмоток  $N_1, N_2$ .

В качестве критерия сравнения коммутационного преобразователя и повышающего трансформатора будем использовать рассчитанное в одной и той же полосе частот  $\Delta f$  значение выигрыша

$$\eta = 10 \lg \left( \overline{E_{\min}^2} / \overline{E_{\min}^{mp2}} \right). \quad (9)$$

Отметим, что при расчете функции выигрыша для коммутационного преобразователя необходимо учитывать обусловленный увеличением коэффициента трансформации рост коэффициента затухания  $\beta$ . Условие  $\beta^2 \geq \omega_0^2$  является ограничением,

при котором выходной сигнал преобразователя представляет собой аperiodический разряд. Такой режим работы коммутационного преобразователя является неэффективным, поскольку сопровождается существенным снижением коэффициента преобразования. На рис. 5 показаны зависимости функции выигрыша для разных значений сопротивления датчика при использовании на выходе коммутационного преобразователя операционного усилителя AD8099 с входным напряжением шума  $\overline{E_{швх}} = 1 \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-0.5}$  и входным шумовым током  $\overline{I_{швх}} = 5 \text{ нА} \cdot \text{Гц}^{-0.5}$ . Дополнительные технические параметры коммутационного преобразователя и повышающего трансформатора следующие:  $N_1=20$ ;  $L_1=1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ ;  $C_1=100 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ ;  $R_1=1,0 \text{ Ом}$ ;  $N_2=100$ ;

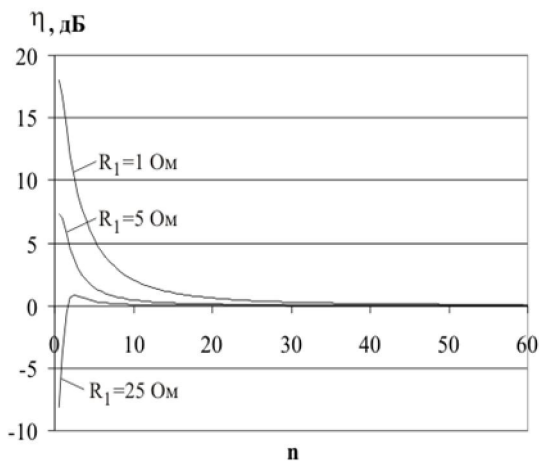


Рис. 5

$L_2=3,75 \cdot 10^{-2}$  Гн;  $R_2=10^5$  Ом;  $R_{кл}=10^5$  Ом; приведенная емкость трансформатора  $400 \cdot 10^{-12}$  Ф.

**Выводы.** Получение возможно более низкого порога чувствительности при измерении напряжения малых сигналов термо-ЭДС требует предварительного согласования уровней шума датчика и усилителя. Одним из распространенных решений этой задачи является применение повышающих трансформаторов. Однако увеличение коэффициента трансформации (количества витков вторичной обмотки) не приводит к ожидаемому увеличению амплитуды выходного сигнала. В первую очередь, это связано с действием двух различных по своей природе факторов – увеличением сопротивления вторичной цепи на величину  $(N_2^2 / N_1^2) R_1$ , на котором падает часть выходного сигнала, и рассеиванием магнитного потока. В случае применения в составе измерительных схем коммутационного преобразователя одной из основных причин снижения амплитуды выходного сигнала при увеличении коэффициента трансформации является рост распределенной емкости трансформатора.

Выполненные оценочные расчеты функции выигрыша для выбранных параметров модели трансформатора позволяют сделать следующие выводы.

1. Применение коммутационных преобразователей представляется целесообразным в случае низкоомных датчиков. При этом возможный выигрыш по сравнению с повышающим трансформатором достигается при низких коэффициентах трансформации ( $n \approx 1,5 \div 2$ ) и может составить  $15 \div 18$  дБ, что, безусловно, является одним из основных преимуществ коммутационного преобразователя.

2. При сопротивлении термодпары более 20 Ом трудно отдать предпочтение какому-либо способу пассивного согласования. Эффективность использования коммутационных преобразователей снижается, что объясняется уменьшением коэффициента преобразования из-за возрастающих потерь в цепи термодпары.

3. Зависимость коэффициента преобразования коммутационного преобразователя от сопротивления измерительной цепи свидетельствует о возможности применения этих преобразователей для измерения малых сопротивлений.

Проведенный анализ электромагнитных процессов преобразования термо-ЭДС основывался на ряде допущений. В частности, не учитывалось влияние индуктивностей рассеивания, нелинейности и потери в сердечнике, время срабатывания и скорость нарастания тока в ключе и др. Отметим, что часть этих факторов, непосредственно влияющих на коэффициент преобразования, имеет место как в случае коммутационного преобразователя, так и повышающего трансформатора. Именно поэтому их влияние не рассматривалось. Экспериментальные исследования коммутационных преобразователей подтвердили адекватность предложенных моделей и возможность получения высоких значений коэффициента преобразования ( $\sim 10^3$ ), что позволило повысить эффективность пассивного согласования термодпары с усилительным трактом, о чем свидетельствует уменьшение погрешности измерения термо-ЭДС до уровня 300 нВ при длительности одного измерения 20 мс.

1. Александров В.С., Прянишников В.А. Приборы для измерения малых постоянных напряжений и токов. – Л.: Энергия, 1971. – 184 с.

2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. шк., 1984. – 559 с.

3. Васин Н.Н., Иоффе В.Г., Болтянский А.А. Многоканальный измерительный преобразователь постоянного напряжения милливольтового уровня // Приборы и системы управления. – 1976. – №10. – С. 39–40.

4. Жагров А.С., Луценко В.Ю. Математическая модель датчика с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – 2006. – №3. – С. 27–34.

5. Жагров А.С., Луценко В.Ю., Оселдчик Ю.С. Экспериментальное исследование датчика температуры с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – 2008. – №4. – С. 29–37.

6. Луценко В.Ю., Оселдчик Ю.С., Жагров А.С. Пристрій для вимірювання температури // Патент 30068 UA, МПК G01K 7/2. №200711373. Заяв. 15.10.07. Оpubл. 11.02.08. Бюл. № 3.

7. Макашов Д. Обратнойходовой преобразователь <http://bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf>

8. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 176 с.

9. Kirby Creel. Expedite transformer calculations for flybacks <http://powerelectronics.com/mag/801PET22.pdf>

**ПАСИВНЕ УЗГОДЖЕННЯ У ВИМІРЮВАЛЬНИХ КОЛАХ ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИХ ДАВАЧІВ**

**В.Ю.Луценко, А.С.Жагров, Ю.С.Осеledчик,  
Запорізька державна інженерна академія,  
пр. Леніна, 226, Запоріжжя, 69006, Україна.**

*Виконано аналіз електромагнітних процесів перетворення малопотужного сигналу термо-ЕРС термомпари, що протікають у комутаційному перетворювачі та трансформаторі. Отримано вираз для функції виграшу, який дозволяє оцінити доцільність застосування комутаційного перетворювача чи трансформатора, а також визначити необхідне для досягнення максимальної чутливості вимірювальної схеми значення коефіцієнта трансформації. Бібл. 9, рис. 5.*

**Ключові слова:** термомпара, термо-ЕРС, трансформатор, комутаційний перетворювач, чутливість.

**THE PASSIVE INTERFACE IN MEASURING CIRCUITS OF THERMOELECTRIC SENSORS**

**V.Yu.Lutsenko, A.S.Zhagrov, Yu.S.Oseledchik,  
Zaporozhie State Engineering Academy,  
Lenin's 226 avenue, Zaporizhzhia, 69006, Ukraine.**

*The analysis of electromagnetic processes of transformation of a low-power signal thermo-EdS the thermocouples, occurring in the switching converter and the raising transformer is made. Expression for function of a gain which allows to estimate expediency of application of the switching converter or the raising transformer depending on resistance of the gauge is received, and also to define necessary for achievement of the maximum sensitivity of the measuring scheme value of factor of transformation. References 9, figures 5.*

**Keywords:** the thermocouple, thermo-EMF, transformer, switching converter, sensitivity.

1. Aleksandrov V.S, Prianishnikov V.A. Devices for measurement of small DC voltage and direct current. – Leningrad: Energiia, 1971. – 184 p. (Rus)
2. Bessonov L.A. Theoretical of a electrical engineering. – Moskva: Vysshiaia shkola, 1984. – 559 p. (Rus)
3. Vasin N.N., Ioffe V.G., Boltianskii A.A. The multichannel measuring converter of constant voltage of millivolt's level // Pribory i sistemy upravleniia. – 1976. – №10. – Pp. 39–40. (Rus)
4. Zhagrov A.S., Lutsenko V.Yu. Mathematical model of sensor with commutation transformation of thermal EMF // Ukrainskii metrologicheskii zhurnal. – 2006. – №3. – Pp. 27–34. (Rus)
5. Zhagrov A.S., Lutsenko V.Yu., Oseledchik Yu.S. Experimental study of temperature sensor with commutation conversion of thermal EMF // Ukrainskii metrologicheskii zhurnal. – 2008. – №4. – Pp. 29–37. (Rus)
6. Lutsenko V.Yu., Oseledchik Yu.S., Zhagrov A.S. The device for temperature measurement // Patent 30068 UA, MPK G01K 7/2. №200711373. Zajavleno 15.10.07. Opubl. 11.02.08. Biulleten № 3. (Rus)
7. Makashov D. Flyback converter <http://bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf> (Rus)
8. Eranosian S.A. Network power units with high-frequency converters. – Leningrad: Energoatomizdat, 1991. – 176 p. (Rus)
9. Kirby Creel. Expedite transformer calculations for flybacks <http://powerelectronics.com/mag /801PET22.pdf>

Надійшла 15.07.2010  
Received 15.07.2010