

ПРИМЕНЕНИЕ ТРАНСИМПЕДАНСНЫХ ПРЕДУСИЛИТЕЛЕЙ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ

УДК 621.375.1

А. К. Тявловский, А. Л. Жарин, БНТУ, г. Минск

Аннотация

Рассмотрены особенности зонда Кельвина как источника сигнала в измерителях контактной разности потенциалов. Показано, что применение трансимпедансного усилителя позволяет существенно улучшить характеристики измерителя в режиме анализа пространственного распределения потенциала по площади объекта. На основании эквивалентной схемы и математической модели трансимпедансного усилителя, работающего совместно с зондом Кельвина, определены требования к его элементам и сформулирована математическая модель погрешности такого усилителя.

Введение

Наиболее распространенным методом измерения электрического потенциала поверхностей, таких, как полупроводниковые пластины, поверхности трения и т.д., является метод Кельвина [1], модернизированный Зисманом [2]. В общем случае зонд Кельвина представляет собой электрометр с динамическим конденсатором (ДК), образованным эталонным электродом с относительно стабильной работой выхода электрона и измеряемой поверхностью образца (рис. 1).

Отличительной особенностью современных приложений зонда является требование локальности измерений, т.е. площадь поверхности пластин (пластины) ДК может составлять всего несколько десятых долей мм², а статическая емкость ДК – доли пикофарады соответственно. Частота механических колебаний одной из пластин ДК определяется параметрами механической колебательной системы и обычно не превышает 1 кГц. Отсюда следует, что полезный сигнал с ДК находится на пределе чувствительности современных электронных приборов, и к входному предусилителю зонда Кельвина предъявляются жесткие требования относительно чувствительности, стабильности и шума.

Дальнейшая обработка сигнала с ДК включает дополнительное усиление, фазовое детектирование и интегрирование для получения фазовой автокомпенсации измеряемой величины.

Фактически измеряемой зондом Кельвина величиной является контактная разность потенциалов (к.р.п.) между зондом и поверхностью образца. К.р.п. возникает вследствие разности работ выхода электрона на поверхностях образца φ_s и зонда (эталонного электрода) φ_p :

$$\varphi_s + eU_{CPD} = \varphi_p, \quad (1)$$

где e – заряд электрона.

Следовательно, величина к.р.п. между электродом и образцом составляет

$$U_{CPD} = \frac{\varphi_p - \varphi_s}{e}. \quad (2)$$

В практике измерений к.р.п. обычно используется источник компенсирующей электродвижущей ЭДС U_B , т.е.

$$U_B + \frac{\varphi_p - \varphi_s}{e} = U_B + U_{CPD}. \quad (3)$$

При выполнении равенства $U_B = -U_{CPD}$ поток заряда во внешней цепи ДК будет равен нулю. Данный факт используется в компенсационных нулевых методах измерения к.р.п., в частности в методе Кельвина-Зисмана.

Кроме классического метода Кельвина-Зисмана, известен также метод не вибрирующего конденсатора, в котором зонд перемещается параллельно поверхности образца [3] (рис.1б). В этом случае ток зонда определяется изменениями к.р.п. при прохождении зонда над участками с разными поверхностными потенциалами.

Обобщенное выражение для тока в цепи, содержащей ДК, можно записать в виде [4]:

$$i = U_{CPD} \frac{dC}{dt} + C \frac{dU_{CPD}}{dt}. \quad (4)$$

где C – статическая емкость ДК.

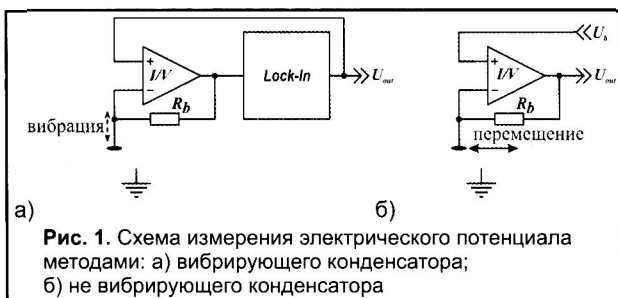
В методе Кельвина-Зисмана, по сути, работает только первый член выражения (4), т.е. ток в цепи вызывается периодическим изменением емкости конденсатора при постоянном значении U_{CPD} , а второй равен нулю, т.к. считается, что U_{CPD} не изменяется за время измерения.

В методе не вибрирующего конденсатора оба члена выражения (4) вносят вклад в ток цепи, причем первый член ответственен непосредственно за изменение потенциала поверхности, а второй определяет ток, вызванный геометрическими неровностями поверхности образца. Методы разделения геометрической и потенциальной составляющей описаны ранее [5]. Таким образом, полезный сигнал, содержащий информацию о потенциале поверхности, будет описываться выражением

$$I = C \frac{dU_{CPD}}{dt}. \quad (5)$$

Из (5) следует, что метод позволяет получить информацию только об изменениях поверхностного потенциала, а не о его абсолютных значениях. Областью применения таких измерений может являться мониторинг динамических процессов, визуализация дефектов и неоднородностей прецизионных поверхностей и подобные задачи, связанные с регистрацией отклонений к.р.п. от номинального значения. Достоинствами метода не вибрирующего конденсатора являются высокая скорость сканирования поверхности объекта и высокое пространственное разрешение, вытекающее из возможности использования зондов с малой площадью поверхности.

При разработке предусилителей, работающих совместно с электрометрическим зондом, следует учиты-



вать, что к.р.п. создается небольшим количеством носителей заряда (простейшая оценка показывает, что для создания разности потенциалов 1В при расстоянии между обкладками 10^{-3} м достаточно поверхностной плотности избыточных электронов порядка 5×10^9 м $^{-1}$). Вследствие этого компенсирующие токи также имеют крайне малую величину – при площади зонда 1 мм 2 порядка 10^{-12} А. При практических измерениях такие малые потоки

заряда, как правило, регистрируют по создаваемому ими падению напряжения на высокоомном (10^8 - 10^{10} Ом) резисторе. Однако высокоомные цепи чувствительны к внешним электромагнитным наводкам, кроме того, тепловой шум такого резистора также не может считаться пренебрежимо малым. Все это вынуждает применять специальные меры по снижению наводок и шумов (вплоть до проведения измерений только в определенное время суток), не всегда эффективные на практике. Прямые измерения силы компенсирующего тока обеспечивают большее быстродействие и потому наиболее пригодны для сканирующих систем визуализации пространственного распределения к.р.п. [6]. Метод не вибрирующего конденсатора, использующий высокие скорости перемещения электрометрического зонда над поверхностью объекта, может быть реализован только через измерения компенсирующего тока.

Таким образом, измерения поверхностного потенциала методом вибрирующего конденсатора (Зисмана), и особенно методом не вибрирующего конденсатора, накладывают специфические требования на применяемые совместно с электрометрическим зондом усилители. Основные из них – широкая полоса пропускания и низкий уровень шумов – не могут быть обеспечены традиционными схемами из-за упомянутых особенностей зонда как источника сигнала.

В свете этого большой интерес для электрометрии представляют так называемые трансимпедансные усилители, теория и практика которых в последнее время активно развивается за рубежом. Достоинствами трансимпедансных усилителей являются высокая линейность, малая погрешность и высокая долговременная стабильность коэффициента передачи, широкая полоса пропускания и низкий уровень шума вида $1/f$. В настоящее время в серийных усилителях достигнуты значения входного тока смещения $I_{см\text{вх}}$, равные единицам пикоампер. Однако эта величина хоть и мала по меркам традиционной электроники, все же имеет один порядок с измеряемыми токами в методах Зисмана и Жарина. Следовательно, для измерений контактной разности потенциалов необходима разработка специализированного трансимпедансного усилителя, предназначенного для работы с крайне малыми входными токами.

Обобщенная схема трансимпедансного усилителя

Трансимпедансный усилитель представляет собой усилитель с токовым входом и потенциальным выходом [7]. Таким образом, передаточный коэффициент усилителя имеет размерность Ом.

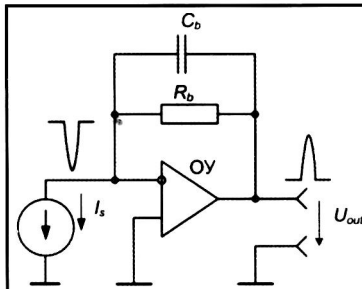


Рис. 2. Идеализированная схема трансимпедансного усилителя

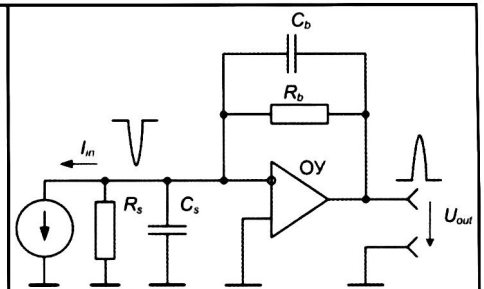


Рис. 3. Схема усилителя, учитывающая выходные параметры источника сигнала

Рассмотрим идеализированную схему трансимпедансного усилителя, работающего совместно с детектором электрометрического прибора (рис. 2).

В приведенной схеме R_b и C_b – сопротивление и емкость обратной связи операционного усилителя ОУ. Принимая во внимание только параметры цепи обратной связи ОУ, передаточную функцию идеального трансимпедансного усилителя можно определить выражением

$$U_{out} = -I_{in} \cdot Z_b = -I_{in} \cdot \frac{R_b}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot R_b \cdot C_b} \quad (6)$$

где Z_b – импеданс цепи обратной связи ОУ, f – частота входного сигнала.

Анализ шумов

Для анализа шумов трансимпедансного усилителя необходимо учесть выходные сопротивление R_s и емкость C_s источника сигнала. Поскольку последний в данном случае рассматривается как источник тока I_{in} , соответствующие элементы должны быть включены в эквивалентную схему параллельно источнику сигнала, как показано на рис. 3.

Как видно из рис. 2, элементы R_b , C_b , R_s и C_s формируют параллельный резистивно-емкостный делитель, коэффициент передачи которого равен

$$k_n(f) = \frac{R_b + R_s}{R_s} \cdot \frac{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \left(\frac{R_b \cdot R_s}{R_b + R_s} \right) \cdot (C_b + C_s)}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot R_b \cdot C_b} = \frac{R_b + R_s}{R_s} \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_p}} \quad (7)$$

где f_p – частота среза, определяемая параметрами цепи обратной связи, f_0 – нулевая частота, определяемая, как следует из формулы, параллельным соединением сопротивлений источника и цепи обратной связи, и параллельным соединением их емкостей.

Необходимо учитывать, что входная емкость операционного усилителя не является пренебрежимо малой в сравнении с электрической емкостью источника сигнала и должна быть учтена. Поскольку эти емкости включены параллельно, их значения суммируются арифметически. Для простоты будем считать, что C_s представляет собой сумму упомянутых емкостей. При электрометрических измерениях сопротивление источника R_s , как правило, гораздо больше сопротивления цепи обратной связи R_b . Из (6) и (7) следует, что при этом условии коэффициент передачи трансимпедансного усилителя на постоянном токе стремится к $-R_b$, а коэффициент передачи шума $k_n(0) \rightarrow 1$. Из этого условия следует, что f_0 будет всегда

меньше, чем f_p . На основании выражения (7) можно построить частотную зависимость $|k_n(f)|$. Она будет иметь три участка: от 0 до f_0 , где коэффициент передачи шума близок к единице; участок нарастания от f_0 до f_p и участок насыщения выше f_p , как показано на рис. 4.

Для корректной оценки шумов трансимпедансного усилителя, кроме того, требуется учесть частотную зависимость собственного коэффициента усиления операционного усилителя. ОУ представляет собой низкочастотное апериодическое звено первого порядка, вследствие чего его характеристика имеет спад на высоких частотах с крутизной -20 дБ/декаду. При этом принципиально возможны три ситуации, показанные на рис. 5:

1) пересечение кривых происходит в пределах второго участка. Этот случай является наихудшим, поскольку правее точки пересечения цепь становится неустойчивой. В районе точки f_{p1} амплитудно-частотная характеристика будет соответствовать колебательному звену, что приведет к колебаниям выходного сигнала в режиме автогенерации;

2) пересечение кривых происходит на третьем (горизонтальном) участке – случай f_{p2} . В этом случае устойчивость системы гарантирована, однако платой за устойчивость оказывается сужение полосы пропускания усилителя;

3) пересечение приходится на частоту среза f_{p3} . Этот случай следует считать оптимальным, поскольку система сохраняет достаточную устойчивость, и в то же время полоса пропускания не ограничивается частотной характеристикой цепи обратной связи.

Поскольку частотная зависимость собственного коэффициента усиления ОУ определяется только его конструктивными особенностями, обеспечить требуемую устойчивость системы можно только за счет сдвига точки f_p соответствующим подбором конденсатора в цепи обратной связи C_b . Для упрощения расчетов можно воспользоваться тем фактом, что коэффициент передачи цепи,

показанной на рис. 3, на высокой частоте определяется только соотношением емкостей и примерно равен

$$k_n(f \gg f_p) = \frac{C_h + C_s}{C_b} \quad (8)$$

Очевидно, что для обеспечения ситуации 3 (рис. 5) эта величина должна равняться собственному коэффициенту усиления ОУ на частоте f_p . Для ОУ часто нормируется такой параметр, как произведение собственного коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (Gain – Bandwidth Product, GBW), являющийся величиной постоянной для данного усилителя [8]. В таком случае собственный коэффициент усиления ОУ можно определить, разделив эту величину на частоту среза f_p , что приводит к следующему условию:

$$\frac{GBW}{f_p} = \frac{C_h + C_s}{C_b} \quad (9)$$

Выполнение несложных подстановок приводит к квадратному уравнению, единственным действительным решением которого является:

$$C_b = \frac{1}{4\pi \cdot R_b \cdot GBW} \cdot \sqrt{2 + 8\pi \cdot R_b \cdot C_s \cdot GBW} \quad (10)$$

Полагая $8\pi R_b C_s GBW \gg 2$, можно упростить выражение (10), приведя его к виду

$$C_b \approx \sqrt{\frac{GBW}{2\pi \cdot R_b \cdot C_s}} \quad (11)$$

Емкость электрометрических первичных преобразователей (конденсаторов Кельвина) невелика – единицы пикофарад и менее, что потенциально обеспечивает большую ширину полосы пропускания при использовании трансимпедансных усилителей. Можно видеть, что при данных R_s и C_s зона ширины полосы пропускания обратно пропорциональна корню квадратному из сопротивления резистора обратной связи R_b . Из этого следует, что для обеспечения более широкой полосы пропускания целесообразно в первом каскаде усиления ставить трансимпедансный усилитель с умеренным коэффициентом передачи, дополняемый во втором каскаде широкополосным усилителем мощности также с небольшим коэффициентом усиления.

Входное сопротивление трансимпедансного усилителя рассчитывается по формуле:

$$z_m = \left(\frac{R_b}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot R_b \cdot C_b} \right) \left(\frac{1}{1 + k_U} \right) \| r_{in} = \frac{Z_b \| r_{in}}{1 + k_U} \quad (12)$$

где k_U – собственный коэффициент усиления операционного усилителя по напряжению, r_{in} – дифференциальное входное сопротивление ОУ.

При умеренном значении Z_b входным сопротивлением ОУ можно пренебречь, и выражение (12) упрощается до вида

$$z_{in} \approx \frac{Z_b}{1 + k_U} \quad (13)$$

Погрешность коэффициента передачи трансимпедансного усилителя

Неидеальность операционного усилителя (неравенство бесконечности собственного коэффициента усиления ОУ) должна учитываться и при расчете коэффициента передачи трансимпедансного усилителя (трансимпеданса). В общем случае частотная зависимость собственного коэффициента усиления ОУ по на-



Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента передачи шума

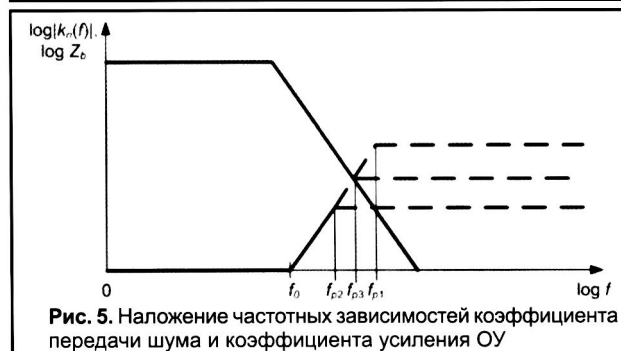


Рис. 5. Наложение частотных зависимостей коэффициента передачи шума и коэффициента усиления ОУ



пряжению для дифференциального сигнала описывается полиномом n -й степени вида

$$k_U = \frac{k_{U0}}{\sum_{i=0}^{n-1} \left(1 + j \frac{f}{f_i} \right)} \quad (14)$$

где $f_i (i = 0 \dots n-1)$ – граничные частоты, k_{U0} – коэффициент усиления ОУ по напряжению на постоянном токе.

Разность входных напряжений, обусловленная ограниченностью коэффициента усиления, определяется из закона Ома:

$$u_{in} = I_{in} \frac{z_{in} \cdot R_s}{z_{in} + R_s} \quad (15)$$

С учетом ненулевого значения u_{in} выражение (6) примет вид

$$U_{out} = -Z_b \cdot \left(I_{in} - \frac{u_{in}}{z_{in}} \right) - u_{in} = Z_b \cdot I_{in} - u_{in} \cdot \left(1 + \frac{Z_b}{z_{in}} \right) \quad (16)$$

На практике, однако, u_{in} всегда очень мало, а входной импеданс ОУ z_{in} очень велик, следовательно, частным от деления этих величин можно пренебречь. При этом выражение для трансимпеданса примет вид

$$Z_T = \frac{U_{out}}{I_{in}} = Z_b + \frac{z_{in} \cdot R_s}{z_{in} + R_s} \approx Z_b + z_{in} \quad (17)$$

Считая Z_b номинальным коэффициентом передачи и с учетом (16) относительную погрешность трансимпедансного усилителя, вызванную неидеальностью ОУ, можно выразить величиной

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}} = 1 - \frac{Z_T}{Z_{in}} \quad (18)$$

Выполняя подстановку из выражений (17) и (13), получим

$$\varepsilon_T = -\frac{z_{in}}{Z_b} = \frac{1}{1 + k_U} = \frac{1}{k_U \cdot \sum_{i=1}^{n-1} \left(1 + j \frac{f}{f_i} \right) + 1} \quad (19)$$

Из (19) следует, что погрешность трансимпедансного усилителя определяется только параметрами применяемого ОУ.

Заключение

Таким образом, полученные выражения позволяют, исходя из известных параметров электрометрического зонда, определить требования к ОУ, применяемому в схеме трансимпедансного усилителя, и рассчитать значения элементов цепи обратной связи. Устойчивость системы обеспечивается правильным подбором емкости C_b конденсатора в цепи обратной связи в соответствии с приведенными выражениями. Выражение (18) позволяет оценить погрешность схемы трансимпедансного усилителя, которая зависит фактически только от параметров ОУ.

В настоящее время на рынке появились специализированные микросхемы трансимпедансных усилителей, например ОРА380 и ОРА381 фирмы Burr-Brown Products (подразделение Texas Instruments). Особенности этих микросхем являются не только обеспечение стабильности в трансимпедансном режиме при низком уровне шумов и широком динамическом диапазоне сигналов (5 декад), но и высокая прецизионность (напряжение смещения

<25 мкВ при температурном дрейфе <0,1 мкВ/С). Учитывая, что напряжение компенсации к.р.п. обычно подается на неинвертирующий вход усилителя (рис. 1), высокая прецизионность делает эти микросхемы весьма привлекательными для использования во входных каскадах зондовых электрометров.

Литература:

1. Lord Kelvin. Contact Electricity of Metals // Philos. Mag. – 1898. – V. 46. – P. 82-121.
2. Zisman, W. A. A new method of measuring contact potential differences in metals // Review of Scientific Instruments. – 1932. – V. 3. – P. 367.
3. Zharin, A. L. Contact Potential Difference Techniques as Probing Tools in Tribology and Surface Mapping // Applied Scanning Probe Methods. – 2010. – V. 14. – P. 687-720.
4. Жарин, А. Л. Метод контактной разности потенциалов и его применение в трибологии. – Минск: Бестпринт, 1996. – 240 с.
5. Терехов, А. Л. Исследование процессов трения при возвратно-поступательном перемещении / А. Л. Терехов, А. Л. Жарин, В. А. Генкин, Н. А. Шипица // Трение и износ. – 1990. – Т. 11. – №2. – С. 344-347.
6. Shroeder, D. K. Contactless surface charge semiconductor characterization // Materials Science and Engineering. – 2002. – №91-92. – P. 196-210.
7. Abo, A. A. Wide-band Low-Noise Transimpedance Preamp // EE240 Project [Electronic Resource]. – Mode of access: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.138.1205&rep=rep1&type=pdf>. Date of access: 14.10.2010.
8. Hawksford, M.O.J. Differential-Current Derived Feedback (DCDF) in Error Correcting Audio Amplifiers // IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems. – 1994. – V. 141. – №3. – P. 227-236.

Abstract

Features of a Kelvin probe as a signal source in contact potential difference measurements are examined. Utilization of a transimpedance amplifier is found to be the most appropriate way to improve characteristics of a c.p.d. measuring instrument when analyzing a c.p.d. spatial distribution of a sample surface. Requirements to amplifier's elements are defined on the basis of the amplifier's equivalent scheme and mathematical model. The mathematical model of an amplifier's measurement error is also formulated.



поставка электронных компонентов

контрактное производство

тел.: +375 17 290 0082
факс: +375 17 290 0084
e-mail: info@horntrade.net

