

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО В ИНТЕГРАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

$$Q_{м3} = \frac{\pi}{4} \frac{\omega_p G^l(\omega_{\max})}{G(\omega_p)}, \quad (3)$$

в которой $G(\omega_p)$ - максимум активной составляющей проводимости на частоте резонанса, а $G^l(\omega_{\max})$ - максимальное значение производной от активной составляющей проводимости на частоте $\omega_{\max}$. Следовательно, для нахождения значения добротности РС должны быть найдены максимумы активной составляющей проводимости и ее производной, а также их отношение.

Результаты нахождения добротности по формулам (1) и (3) для разных образцов ПКЭ, представлены в таблице 1. Видно хорошее совпадение результатов.

Таблица 1.

	1	2	3	4
$Q_{м1}$	50	100	200	400
$Q_{м3}$	50,8	100,3	200,53	399,26

УДК 621.373.5

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО В ИНТЕГРАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

А.В. Косых, С.А. Завьялов, К.В. Мурасов

В статье представлены результаты работы по моделированию интегрального датчика температуры, предназначенного для последующего внедрения в систему на кристалле. Рассматриваются модели биполярных транзисторов для осуществления моделирования. Проводится анализ линейности и крутизны характеристики выходного сигнала.

Ключевые слова: датчик температуры, операционный усилитель, биполярный транзистор.

Введение

Возрастающие требования по миниатюризации в современной электронике приводят к необходимости разработки большого количества устройств в интегральном исполнении. При разработке источников опорных колебаний проблема миниатюризации стоит особенно остро, поскольку одновременно ужесточаются противоречащие друг другу требования по габаритным размерам и по стабильности частоты.

Основным фактором нестабильности частоты кварцевых генераторов является температурная зависимость частоты. Известны два метода для минимизации темпера-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Земляков В.Л. Методы и средства измерений в пьезоэлектрическом приборостроении: Монография. – Ростов н/Д: Изд-во ЮФУ. 2009. – 180 с. (Пьезоэлектрическое приборостроение. Т. 5)
2. Патент РФ 2059202 МПК G01H3/12 Способ измерения добротности объекта и устройство для его осуществления/ Дороднов Е.И., Ерыхов Б.П.– Оpubл. 27.04.1996.
3. Земляков В.Л., Ключников С.Н. Определение параметров пьезокерамических элементов по амплитудным измерениям. // Измерительная техника, 2010, № 3, с. 38–40.

С.Н. Ключников Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет». Е - mail: sar-mat557@mail.ru. 344090, г.Ростов-на-Дону, ул. Зорге 28/2, общежитие 5«Б». Тел.: +79094021924.

турной нестабильности: термостатирование и термокомпенсация. В зависимости от предъявляемых требований по энергопотреблению, точностью поддержания частоты, габаритным размерам и времени выхода на режим целесообразно применение одного из методов температурной компенсации. В мобильном оборудовании связи с малым энергопотреблением широкое применение находят термокомпенсированные кварцевые генераторы [1,2].

Дальнейшее уменьшение размеров источника опорных колебаний при сохранении и увеличении достижимой стабильности частоты осуществимо при объединении на одном

РАЗДЕЛ I. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

кристалле всех элементов непосредственно генератора (за исключением кварца) и системы температурной компенсации [3]. Т.е. температурный датчик необходимо так же размещать на кристалле, в возможно большей близости к кварцевому резонатору, что позволит уменьшить тепловую инерцию и погрешность при измерении температуры резонатора. Уменьшение расстояния возможно осуществить конструктивным объединением в одном корпусе всех элементов термокомпенсированного генератора. Это делает практически невозможным применение термозависимых сопротивлений, традиционно используемых для построения систем аналоговой температурной компенсации в дискретном исполнении.

Одним из вариантов измерения температуры является использование температурных свойств полупроводниковых приборов с р-п переходом.

Моделирование

Из-за своего внутреннего строения биполярный транзистор является схемным элементом с ярко выраженной температурной зависимостью. Повышение температуры на 10 °K приводит к возрастанию обратного тока коллектора приблизительно в 2 раза, а напряжение эмиттерного перехода уменьшается на 17 мВ, причем скорость убывания $U_{БЭ}$ равномерна – около 2 мВ/°K. Эта зависимость описывается следующим выражением:

$$\left. \frac{dU_{БЭ}}{dT} \right|_{I_k=const} = \frac{U_{БЭ} - U_G - 3U_T}{T} \approx -1,7 \frac{мВ}{К}$$

приведенном выражении $U_G = 1,12$ В - разность потенциалов между зонами в кремнии, слабой температурной зависимостью U_G пренебрегают. При комнатной температуре напряжение эмиттерного перехода прибли-

тельно 600 мВ, а с повышением температуры на 100 °K уменьшается до 200 мВ.

При охлаждении напряжение увеличивается аналогичным образом (рисунок 1).

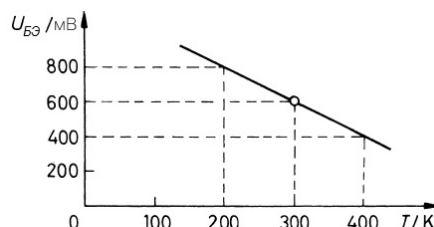


Рисунок 1 – Типичный ход температурной зависимости напряжения на эмиттерном переходе

Для проведения моделирования была выбрана программа схемотехнического моделирования Micro-cap, использующая для расчета работы транзисторов модель Гуммеля – Пуна (рисунок 2).

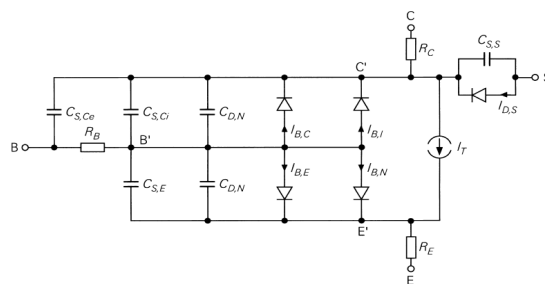


Рисунок 2 – Модель Гуммеля – Пуна для n-p-n транзистора вертикальной структуры

В библиотеку были добавлены модели биполярных транзисторов единичной величины одной из разновидностей аналоговой интегральной технологии, основные параметры моделей приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры биполярных транзисторов единичной относительной величины

Наименование	Параметр	PSpice	n-p-n	p-n-p	Размерность
Обратный ток отсечки	I_S	IS	1	0,5	фА
Усиление по току	B	BF	100	50	
Напряжение Эрли	U_A	VAE	100	50	В
Объемное сопротивление базы	R_B	RBM	100	50	Ом
Эмиттерная ёмкость	$C_{S0,E}$	CJE	0,1	0,1	пФ
Коллекторная ёмкость	$C_{S0,C}$	CJC	0,2	0,5	пФ
Ёмкость подложки	$C_{S0,S}$	CJS	1	2	пФ
Время распространения сигнала	$\tau_{0,N}$	TF	100	150	пс
Граничная частота	f_T		1,3	0,85	ГГц

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО В ИНТЕГРАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Отметим, что Micro-sar использует для р-п-р транзисторов модель, описывающую свойства «вертикального» транзистора, поэтому подложку р-п-р транзисторов необходимо подключать к плюсовой клемме источника питания.

Учитывая значительный разброс прямого падения напряжения на р-п переходе и температурного коэффициента, применение одного транзистора не позволяет получить высокой точности измерения и стабильности характеристик. Для увеличения точности применяется схема измерения, основанная на использовании пары биполярных транзисторов с разными площадями эмиттерных переходов. В основе схемы лежит источник опорного напряжения [4,5], стабилизация которого осуществляется за счет ширины запрещенной зоны. Разность напряжений $U_{БЭ}$ составляет:

$$\Delta U_{БЭ} = U_T \ln \frac{I_{K2} A_1}{I_{K1} A_2}$$

При равенстве коллекторных токов и отношении площадей базо-эмиттерных переходов $A_1/A_2 = 10$:

$$\Delta U_{БЭ} = \frac{kT}{e} \ln 10 = 198,3 \frac{мкВ}{К} \cdot T$$

На рисунке 3 приводится схема электрическая принципиальная моделируемого датчика температуры. Дифференциальное напряжение, зависящее от температуры, снимается с коллекторов транзисторов VT1, VT4. Площадь транзистора VT4 десятикратно больше площади VT1. Величины сопротивлений соотносятся как $R_4 = 25 \cdot R_5$; $R_6 = 24 \cdot R_5$, что позволяет получать на всей цепочке резисторов температурную зависимость выходного напряжения 10 мВ/К. При помощи сопротивлений R1, R2 устанавливаются токи коллекторов транзисторов VT1, VT4, которые можно варьировать в пределах нескольких десятков микроампер. В качестве операционного усилителя применяется комплементарный каскодный дифференциальный усилитель с дополнительным входным дифференциальным каскадом. Коэффициент усиления реализуемый при помощи такого рода схем составляет приблизительно 400000. Поскольку узел между коллекторами транзисторов VT8, VT9 является высокоомным, благодаря применению каскодных схем, то для сохранения большого коэффициента усиления используется двойное преобразование импеданса на транзисторах VT11-VT14.

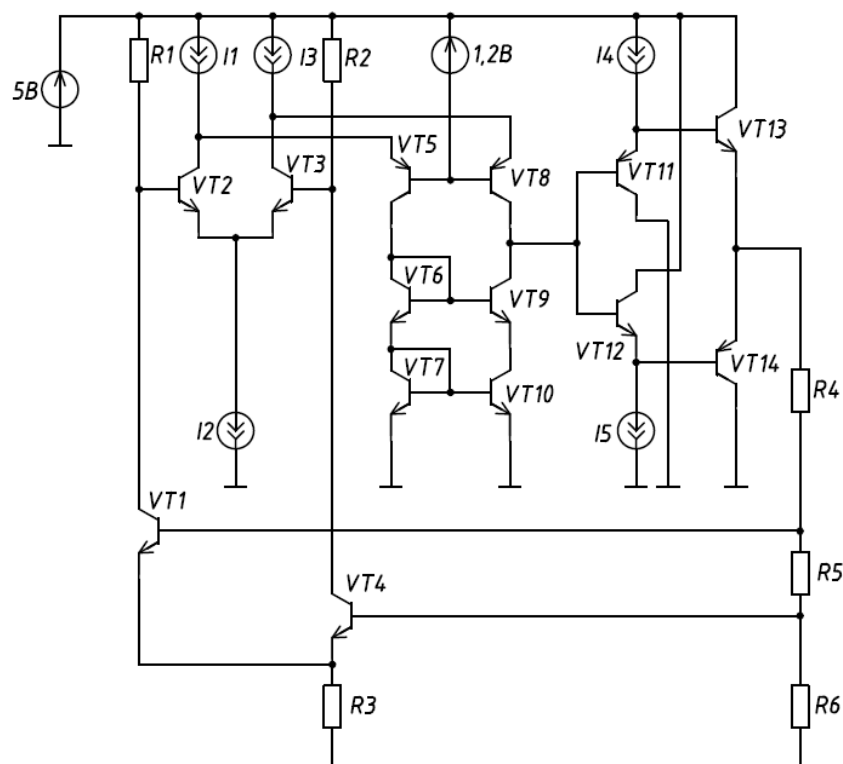


Рисунок 3 – Схема электрическая принципиальная интегрального датчика температуры

РАЗДЕЛ I. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Результаты моделирования представлены на рисунке 4. На верхнем графике приводится зависимость выходного сигнала, снимаемого с резистивного делителя R4-R6 от температуры в диапазоне от -40 до 85 °C. На нижнем графике иллюстрируется зависимость токов коллекторов транзисторов VT1, VT4 (сплошная линия) и суммы этих токов (пунктирная линия) в зависимости от температуры. Путем изменения коллекторных токов транзисторов VT1, VT4 (изменением величины R3) находится наибольшая линейность выходного сигнала в диапазоне температур. Наибольшая линейность достигается при значении $R3=(4...5)R5$. Величина выходного сигнала возрастает со скоростью 10,05 мВ/°C. Ток потребления схемы порядка 150 мкА. Однако видоизменение схемы преобразования импеданса и увеличение сопротивления резистивного делителя R4-R6 позво-

ляют снизить суммарный ток, потребляемый схемой до 70-80 мкА.

Необходимо отметить, что при моделировании использовались идеальные источники тока и напряжения смещения, параметры которых не зависят от температуры. Но известны источники тока, обладающие как положительным, так и отрицательным температурными коэффициентами, что позволяет разрабатывать независимые от температуры источники стабильного тока, приближающиеся к идеальным.

Высокая линейность и чувствительность температурного датчика (9,9 мВ/°K во всем рабочем диапазоне), полученные при моделировании, удовлетворяют требованиям для его использования при разработке микроминиатюрного интегрального источника опорных колебаний.

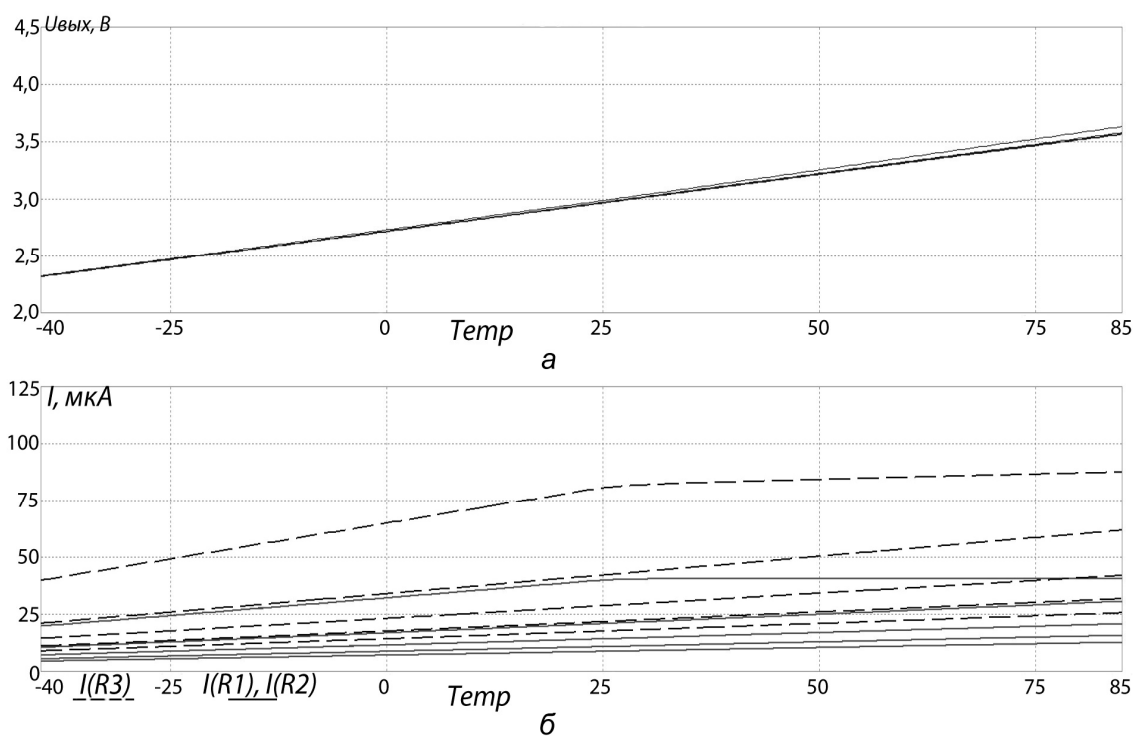


Рисунок 4 – Зависимость выходного напряжения и токов транзисторов VT1, VT4 от температуры

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Косых А.В., Хоменко И.В., Мурасов К.В. Построение высокоэкономичных источников опорных колебаний с использованием современной функциональной компонентной базы. // Функциональная компонентная база микро, опто и наноэлектроники. – Харьков-Кацивели, 2010. – с. 258-260.
2. Косых А. В. Кварцевые генераторы с цифровой термокомпенсацией (современное состояние, проблемы, перспективы) //Радиотехнические пьезоэлектронные устройства. - Омск, 1990. - С. 4-12
3. Мурасов К.В., Косых А.В., Хоменко И.В. Применение генераторов термокомпенсирующей функции при разработке стабильных источников опорных колебаний на основе кварцевых резонаторов. //Высокие технологии и

- фундаментальные исследования. – Санкт-Петербург, 2010. – Т4 с. 217-221.
4. Полупроводниковая схемотехника. У. Титце, К. Шенк: пер. с нем. - М.: ДМК Пресс, 2008.
 5. Искусство схемотехники / П.Хоровиц, У. Хилл – М.: Мир. 2002.
 6. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонентов аналоговых устройств. М: Радио и связь, 1992.
 7. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-CAP 5. М.: «Солон», 1997.
- А.В. Косых д.т.н., доцент кафедры Радиотехнические устройства и системы диагностики, проректор по научной работе. Омский государственный технический университет. С.А. Завьялов к.т.н., доцент кафедры Радиотехнические устройства и системы диагностики, Омский государственный технический университет. К.В. Мурасов ассистент кафедры Радиотехнические устройства и системы диагностики, Омский государственный технический университет.*

УДК 621.317.33

АППРОКСИМАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ РАЗДЕЛЬНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХЭЛЕМЕНТНЫХ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

В.С. Мелентьев, Е.В. Костенко, Д.А. Миронов

В статье рассматривается решение задачи раздельного определения параметров линейных двухполусных электрических цепей по мгновенным значениям переходных процессов. Предлагаются и сравниваются четыре новых метода, обеспечивающие сокращение времени измерения.

Ключевые слова: переходный процесс, мгновенные значения, двухполусная электрическая цепь, постоянная времени

Состояние проблемы

В ряде случаев, при определенных ограничениях, использование априорной информации о модели объекта исследования позволяет свести двухполусные электрические цепи к линейной двухэлементной двухполусной электрической цепи (ДДЭЦ), что значительно упрощает раздельное определение ее параметров.

Методы раздельного определения параметров ДДЭЦ на переменном токе достаточно хорошо изучены и продолжают успешно совершенствоваться. Основными недостатками таких методов являются сложность реализации и большое время измерения.

Предлагаемое решение

Одним из вариантов решения данной проблемы является раздельное определение параметров ДДЭЦ по мгновенным значениям переходного процесса в измерительной цепи (ИЦ) при подключении к ней напряжения постоянного тока.

Существуют задачи измерения, контроля и испытаний, в которых вид сигнала строго обусловлен физическими законами исследуемых явлений, а погрешности измерений пренебрежимо малы. Такими, на-

пример, очень часто являются переходные процессы в линейных электрических цепях. Характер процесса однозначно определяется параметрами цепи, а мгновенные значения напряжения или тока могут быть измерены современными средствами с высокой точностью [1].

К данным измерительным задачам может быть успешно применен аппроксимационный подход, заключающийся в обобщении методов и средств, направленных на построение явных аналитических моделей, вид которых выбирается на основе априорной информации и имеющегося фактического экспериментального материала.

За счет обработки мгновенных значений переходных процессов, возникающих в ИЦ, может быть решена важная задача - сокращение времени измерения. Данное направление только начинает использоваться на практике.

Рассмотрим методы раздельного измерения параметров ДДЭЦ на примере определения индуктивности и активного сопротивления катушки индуктивности.

При подключении напряжения постоянного тока U_0 к ИЦ, содержащей катушку с