

4. Старченко Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами: монография [Текст] / Е.И. Старченко. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – 108 с.
5. Старченко Е.И. Схемотехника стабилизаторов напряжения, стойких к воздействию потока нейтронов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – 2009. – № 5 (94). – С. 108-116.
6. Патент 2208833 РФ, МПК G05F 1/56. Стабилизатор напряжения [Текст]/ Старченко Е.И., Сафонов А.И. Заявитель и патентообладатель Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса, 2003. Бюл. № 20.

Старченко Евгений Иванович

Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса.

E-mail: Star@sssu.ru.

346500, г. Шахты, ул. Шевченко, 147.

Тел.: 88636222037.

Кафедра «Информационные системы и радиотехника»; профессор.

Starchenko Eugeny Ivanovich

South-state university of economics and services.

E-mail: Star@sssu.ru

147, Shevchenko, Shahty, 346500, Russia.

Phone: 88636222037.

Department of "Information systems and radio engineering"; professor.

УДК 621.372

С.А. Грипинский

**УПРАВЛЯЕМЫЕ ФАЗОВЫЕ КОРРЕКТОРЫ СМЕШАННЫХ СИСТЕМ
НА КРИСТАЛЛЕ СВЧ-ДИАПАЗОНА**

Предложена принципиальная схема управляемого напряжением фазового корректора для технологического процесса SGB25VD. Предложена методика идентификации параметров полевого транзистора как управляемого сопротивления. Рассмотрен процесс синтеза управляемого фазового корректора и результаты его моделирования.

Управляемый фазовый корректор (УФК); полевой транзистор в режиме управляемого сопротивления; системы на кристалле (СнК).

S.A. Gripinskiy

**CONTROLLABLE PHASE CORRECTORS OF COMBINED SYSTEM
ON CHIP FOR SHF BANDWIDTH**

Schematic circuit of controllable phase corrector for technological process SGB25VD suggested. Identification method for MOSFET transistors as controllable resistors suggested. Synthesis process of controllable phase corrector and modeling results examined.

Controllable phase corrector; MOSFET transistor in controllable resistor mode; system on chip (SoC).

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) для радиотехнических комплексов, систем диагностики в стандарте ZigBee связано в первую очередь с построением аналоговых сложно-функциональных блоков (СФ блоков), обеспечи-

вающих прием и передачу сигналов в СВЧ-диапазоне. Для функционирования таких СФ блоков (например, квадратурных модуляторов и демодуляторов) необходима реализация опорных гармонических сигналов, находящихся в определенных фазовых соотношениях, при этом реально возникающая фазовая погрешность непосредственно определяет достоверность приема и последующей обработки сигналов. Традиционно решение задачи обеспечивается включением в состав каждого СФ блока специальных узлов (фазовращателей, корректоров, квадратурных генераторов и систем ФАПЧ). Анализ показывает, что достижение требуемой точности преобразования приводит либо к большому потребляемому току, либо к значительным компонентным затратам, требующим использовать более сложные технологические процессы производства СнК.

В настоящей работе рассматриваются вопросы синтеза управляемого фазового корректора, на основе которого может быть создан источник квадратурных составляющих опорных сигналов для указанных СФ блоков.

Управляемый фазовый корректор (УФК) может быть использован в структуре смешанной СнК для получения ортогональных фазовых сигналов. На рис. 1 изображена функциональная схема УФК. В его состав входит управляемое сопротивление r на базе полевого транзистора.

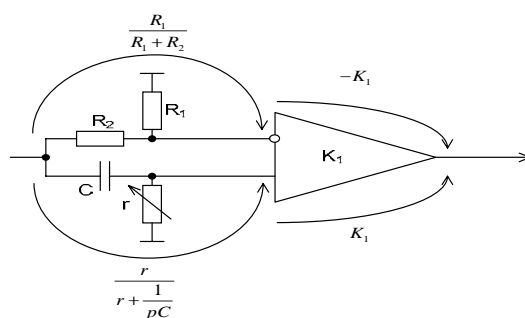


Рис. 1. Функциональная схема УФК

Для сдвига фаз $\pi/2$ на конечной частоте требуется неминимально-фазовая цепь с передаточной функцией следующего вида:

$$F_1(p) = \frac{p\tau - 1}{p\tau + 1}, \quad (1)$$

где $\tau = rC$ – постоянная времени.

Пусть $\kappa = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ – коэффициент передачи резистивного делителя. Тогда итоговый вид передаточной функции схемы (рис. 1) будет

$$F_2(p) = K_1 \kappa \frac{p\tau \left(\frac{1-\kappa}{\kappa}\right) - 1}{p\tau + 1} \quad (2)$$

Для решения сформулированной задачи необходимо выполнить условие

$$\begin{cases} \kappa = \frac{1}{2}, \\ K_1 = 2 \end{cases} \quad (3)$$

Таким образом, фазочастотная характеристика (ФЧХ) УФК будет иметь следующий вид:

$$\varphi(\omega) = -2\arctg(\omega\tau). \quad (4)$$

Для $\varphi(\omega_0) = \frac{\pi}{2}$ должно выполняться условие

$$\tau = \frac{1}{\omega_0}. \quad (5)$$

Задача идентификации параметров полевого транзистора была решена с использованием модели транзистора в виде параллельного включения сопротивления R_i , которое является сопротивлением канала, и емкости C_i – паразитная емкость участка сток-исток.

На рис. 2 изображена схема, результаты моделирования которой были использованы для определения сопротивления канала R_i .

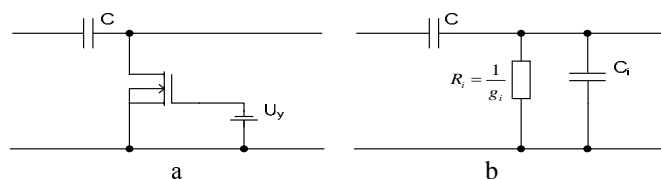


Рис. 2. Схема для идентификации сопротивления канала R_i (a) и её эквивалент (b)

Схема на рис. 2,б является эквивалентом схемы рис. 2,а с заменой полевого транзистора его моделью.

Из выражения для комплексного коэффициента передачи схемы рис. 2,б

$$F_1(j\omega) = \frac{j\omega CR_i}{1 + j\omega(CR_i + C_i R_i)} \quad (6)$$

было получено выражение для определения сопротивления канала R_i

$$R_i = \frac{K(f_0)\sqrt{2}}{2\pi C f_0}, \quad (7)$$

а также установлено, что для достижения максимальной точности проведения косвенных измерений необходимо выполнение условия

$$\varphi_1(f_0) = \frac{\pi}{4}. \quad (8)$$

Здесь $\varphi_1(f)$ – фазовый сдвиг на частоте f .

Для определения относительной погрешности $\frac{\Delta R_i}{R_i}$ сопротивления R_i следует использовать выражение

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = \sqrt{\left(S_{K(f_0)}^{R_i} \frac{\Delta K(f_0)}{K(f_0)}\right)^2 + \left(S_{f_0}^{R_i} \frac{\Delta f_0}{f_0}\right)^2}, \quad (9)$$

где $S_{K(f_0)}^{R_i}$ – чувствительность сопротивления R_i к изменению параметра $K(f_0)$, а $S_{f_0}^{R_i}$ – чувствительность сопротивления R_i к изменению параметра f_0 . Для схемы рис. 2 справедливо

$$S_{K(f_0)}^{R_i} = 1, \quad S_{f_0}^{R_i} = -1. \quad (10)$$

При определении паразитной емкости C_i схема (рис. 2) не приводит к удовлетворительным результатам, так как в этом случае чувствительности будут достигать значительных величин.

Эта проблема была решена заменой емкости C (рис. 2) на индуктивность L (рис. 3).

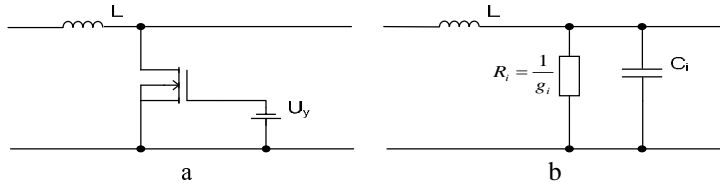


Рис. 3. Схема для идентификации паразитной емкости C_i (a) и её эквивалент (b)

Комплексный коэффициент передачи схемы (рис. 3,b)

$$F_2(j\omega) = \frac{1}{LC_i(j\omega)^2 + Lg_i j\omega + 1}, \quad (11)$$

а полученное из него выражение для определения C_i :

$$C_i = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 L}. \quad (12)$$

Условие максимизации точности косвенных измерений

$$\varphi_2(f_1) = -\frac{\pi}{2}. \quad (13)$$

Выражение для определения относительной погрешности $\frac{\Delta C_i}{C_i}$:

$$\frac{\Delta C_i}{C_i} = S_{f_1}^{C_i} \frac{\Delta f_1}{f_1}, \quad (14)$$

где $S_{f_i}^{C_i} = -2$ – чувствительность C_i к изменению параметра f_i схемы (рис. 3).

В результате исследования полевого транзистора в режиме управляемого сопротивления в рамках технологии SGB25VD были получены результаты для различных типов транзисторов и их геометрических размеров на базе предложенной методики проведения вычислительных экспериментов в среде Cadence и программы в среде MATLAB, автоматизирующей обработку результатов вычислительных экспериментов.

В табл. 1 приведены результаты идентификации параметров полевого транзистора NMOS-типа с шириной 50 мкм и длиной канала 250 нм.

Таблица 1

Результаты идентификации для NMOS шириной 50 мкм

$f_0, Гц$	$K(f_0)$	$f_1, Гц$	$R_i, Ом$	$C_i, фФ$	$U_{y, В}$
186М	0,6288	14,4101М	760,74	121,9	0,6
599М	0,6271	14,3272М	235,46	123,3	0,7
1,17Г	0,6275	14,2771М	120,38	124,2	0,8
1,78Г	0,6263	14,2446М	78,77	124,8	0,9
2,35Г	0,6277	14,2221М	59,94	125,2	1,0
2,94Г	0,6258	14,2055М	47,87	125,5	1,1
3,44Г	0,6271	14,1929М	40,94	125,7	1,2
3,98Г	0,6253	14,1829М	35,31	125,9	1,3
4,42Г	0,6260	14,1748М	31,81	126,0	1,4
4,81Г	0,6276	14,1681М	29,31	126,1	1,5

На рис. 4 изображена принципиальная схема УФК, совмещенного с фазовращателем, что позволяет использовать его в системе фазовой автоподстройки частоты, структура и принцип работы которой выходит за рамки настоящей статьи [1].

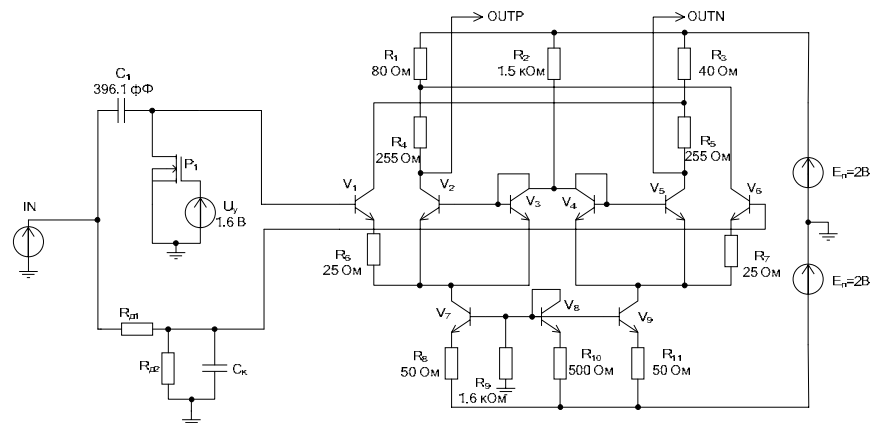


Рис. 4. Принципиальная схема управляемого фазового корректора

Моделирование схемы УФК в частотной области проводилось с компенсирующей емкостью $C_k = 25$ фФ и номиналами сопротивлений делителя $R_{д1} = 100$ Ом, $R_{д2} = 80$ Ом. Изменение номиналов делителя и введение компенсирующей емкости C_k позволило повысить симметричность каналов УФК.

За счет введения компенсирующей емкости C_k удалось добиться расширения рабочего диапазона частот и обеспечить фазовую ошибку не более 3,5 градусов на частотах до 13 ГГц.

При моделировании реакции схемы на гармоническое воздействие установлено, что максимальная амплитуда входного сигнала составляет 400 мВ на частоте 6,2 ГГц, что удовлетворяет базовым требованиям существующих промышленных стандартов.

Предложенное схемотехническое решение управляемого фазового корректора за счет комплекса схемотехнических мероприятий позволяет расширить диапазон рабочих частот, обеспечить реализацию квадратурных составляющих опорных сигналов, снизить потребляемый ток и уменьшить геометрические размеры различных СФ блоков за счет отказа от использования индуктивностей.

Настоящее устройство является составной частью СФ блоков смешанных СнК – систем ФАПЧ, квадратурных модуляторов и демодуляторов, управляемых линий задержки и т.п.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Отчет о научно-исследовательской работе «Разработка схемотехники квадратурных модуляторов и демодуляторов как СФ блоков для SiGe технологии» / руководитель С.Г. Крутччинский. – Таганрог, 2009. – С. 514.

Грипинский Сергей Александрович

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: kagami-sorano@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634325659.

Gripinskiy Sergey Aleksandrovich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: kagami-sorano@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 88634325659.

УДК 621.375

Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, С.В. Крюков

АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ АРХИТЕКТУРЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ С ОБЩЕЙ БАЗОВОЙ И ОБЩЕЙ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПЯМИ

Предлагается архитектура новых подклассов дифференциальных каскадов (ДК) на основе включения транзисторов с общей базовой и общей коллекторной цепями, которые, в сравнении с классическим ДК, имеют преимущества по частотному диапазону и эффективности использования напряжения источников питания.

Дифференциальные усилители; фазорасщепители; аналого-цифровые интерфейсы.