

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЧ-УСТРОЙСТВ В ПРОГРАММЕ NI MULTISIM



В статье кратко рассмотрены возможности анализа работы высокочастотных радиоэлектронных устройств с использованием программы моделирования NI Multisim. Приведены модели пассивных и активных устройств и рекомендации по анализу их характеристик.

DESIGN HIGH-FREQUENCY DEVICES IN NI MULTISIM PROGRAM

Abstract – In the article functional possibilities of the program of design of radio electronic devices of NI Multisim are briefly considered for the analysis of work of high-frequency devices. Some models of passive and active devices are considered and recommendations are resulted on analysis them.

В. Макаренко

V. Makarenko

Возможности использования программы NI Multisim для моделирования низкочастотных аналоговых и простых цифровых устройств были рассмотрены в работах [1]. Анализ состава библиотек программы позволяет сделать вывод о том, что в ней вполне возможно проведение моделирования фрагментов высокочастотных устройств, а с использованием виртуальных устройств – исследование особенностей функционирования в широком диапазоне частот схем, построенных на разных принципах.

Рассмотрим некоторые возможности программы для исследования характеристик высокочастотных устройств.

Моделирование пассивных LC-фильтров.

Проведем моделирование полосового фильтра, используемого в качестве широкополосного преселектора (входного фильтра) в радиостанции Си-Би диапазона. Исходные данные для проектирования фильтра (рис. 1):

- граничные частоты полосы пропускания – $f_{c1} = 26.965$ МГц, $f_{c2} = 27.405$ МГц

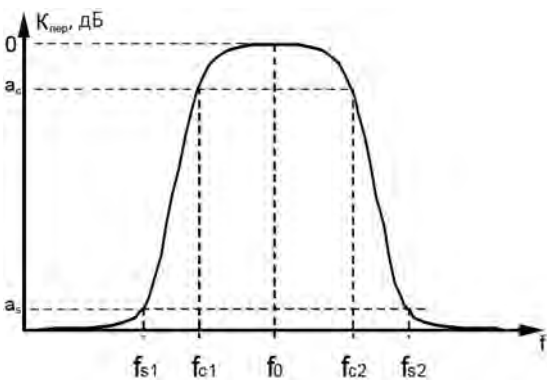


Рис. 1. Частотная характеристика входного фильтра

- неравномерность АЧХ в полосе пропускания $a_c \leq 3$ дБ
- затухание в полосе непропускания $a_s \geq 40$ дБ;
- сопротивление источника сигнала и нагрузки – $R = 50$ Ом.

В соответствии с методикой, изложенной в [2], необходимо задаться значением одной частоты гарантированного затухания f_s и рассчитать значение второй, используя соотношение $f_{s1} \cdot f_{s2} = f_{c1} \cdot f_{c2}$. Задав значение $f_{s1} = 24$ МГц, получим $f_{s2} = 30.79$ МГц. Выбрав аппроксимацию АЧХ фильтра полиномами Чебышева и проведя соответствующие расчеты [2], получим схему фильтра пятого порядка, приведенную на рис. 2. Рассчитанные значения номиналов элементов:

$$L_1 = 3.15 \text{ нГн}, C_2 = 1.4 \text{ пФ}, L_2 = 24.8 \text{ мкГн}, \\ C_3 = 10800 \text{ пФ}, L_3 = 2.01 \text{ нГн}, C_4 = 1.4 \text{ пФ}, \\ L_4 = 24.18 \text{ мкГн}, C_5 = 10800 \text{ пФ}, L_5 = 3.15 \text{ нГн}.$$

По приведенной на рис. 2 схеме собрана модель (рис. 3). Исследование характеристик модели показало, что параметры смоделированного фильтра удовлетворяют поставленным условиям и очень близки к расчетным. Коэф-

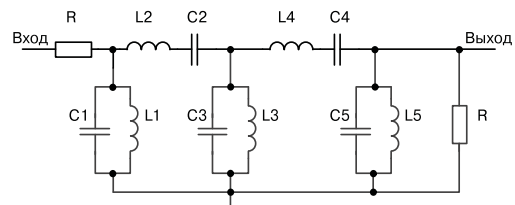


Рис. 2. Принципиальная схема входного фильтра

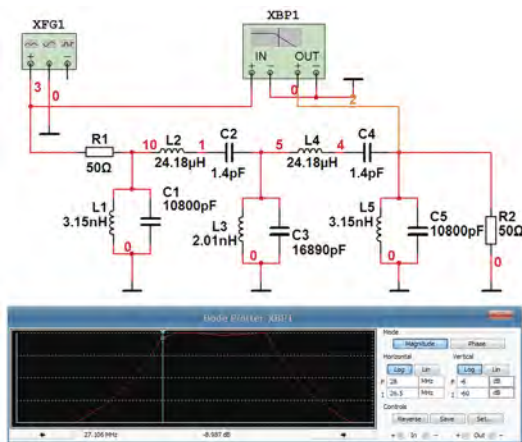


Рис. 3. Модель фильтра и его АЧХ, полученная с помощью Bode Plotter

коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания примерно равен 0.5 (-6.027 дБ в точке, помеченной курсором на экране Bode Plotter).

Для проверки возможности моделирования на более высоких частотах был спроектирован, а затем и смоделирован полосовой фильтр для модуля ZigBee с такими параметрами: $f_{c1} = 2445$ МГц, $f_{c2} = 2455$ МГц, $f_{s1} = 2430$ МГц, $f_{s2} = 2470$ МГц; $a_c \leq 3$ дБ, $a_s \geq 40$ дБ. Для реализации была выбрана аппроксимация АЧХ по Чебышеву. Порядок фильтра по расчету равен 4 [2]. Полученная при моделировании фильтра АЧХ приведена на рис. 4. Детальный анализ частотной характеристики показал, что она полностью удовлетворяет исходным данным. При расчете высокочастотных LC-фильтров следует проводить расчет значений их элементов с точностью не меньше трех знаков после запятой.

При создании перестраиваемых по частоте входных фильтров радиоприемных устройств в качестве элемента подстройки частоты используют варикапы. Рассмотрим возможности программы NI Multisim по моделированию цепей с варикапами.

Для примера рассмотрим входную цепь радиоприемника УКВ-диапазона с диапазоном

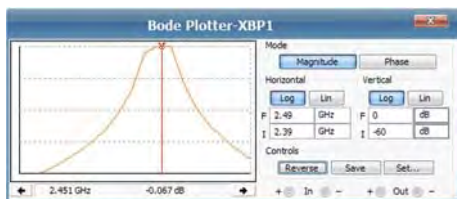


Рис. 4. АЧХ фильтра для модуля ZigBee

принимаемых частот 69.9...73.6 МГц. Во входных цепях используются, как правило, одноконтурные фильтры с невысокой добротностью. Частота резонанса такого контура рассчитывается по формуле $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, где L и C – значения индуктивности и емкости элементов контура.

Используем для перестройки частоты варикапную матрицу фирмы Philips типа ВВ804, вольт-фарадная характеристика которой приведена на рис. 5. Задав диапазон изменения напряжения управления от 0.5 до 2.5 В, определим диапазон изменения емкости матрицы, который приблизительно составляет 45...63 пФ. Изменение емкости варикапной матрицы в 1.44 раза должно привести к изменению резонансной частоты в $\sqrt{1.3} = 1.15$ раза, так как в контур, кроме того, включен конденсатор С1 емкостью 11 пФ. Для проверки диапазона перестройки контура собрана модель (рис. 6), в которой предусмотрена регулировка напряжения управления варикапом в пределах от 0 до 2.5 В.

Анализ поведения модели показал, что при изменении напряжения управления от 0.5 до 2.5 В частота резонанса контура изменяется от 65.9 до 73.45 МГц, то есть в 1.115 раза, что несколько меньше расчетного значения. Несовпадение диапазона перестройки объясняется неточностью определения диапазона изменения емкости согласно графику рис. 5.

При анализе характеристик активных цепей высокочастотного диапазона возможности программы практически определяются наличием элементов в библиотеках компонентов. Если транзисторы и диоды для использования в ВЧ-диапазоне представлены в библиотеках достаточно широко, то число имеющихся в

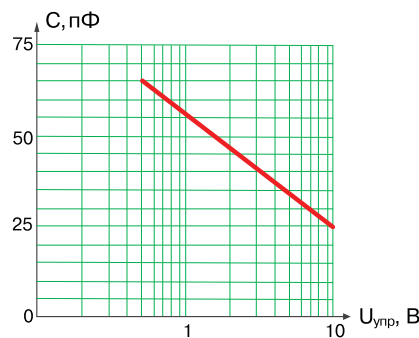


Рис. 5. Вольт-фарадная характеристика варикапной матрицы ВВ804

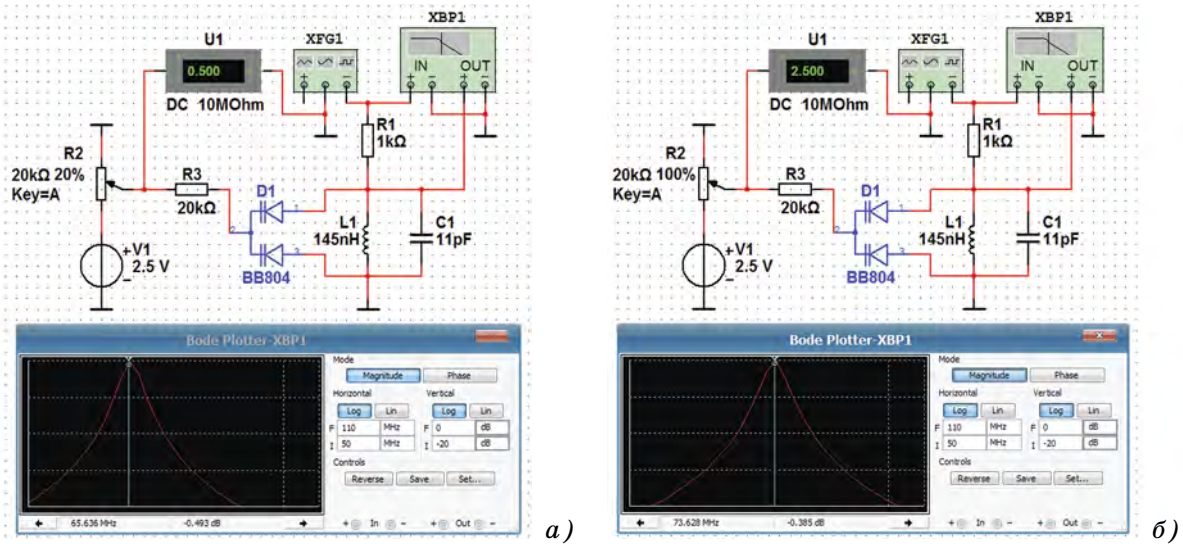


Рис. 6. Модель входного контура с управляемой частотой настройки при напряжении управления варикапами 0.5 (а) и 2.5 В (б)

них ИМС для этого диапазона частот значительно меньше и реально моделирование можно проводить в диапазоне до 100...150 МГц. Однако использование виртуальных элементов позволяет проводить проверку функционирования схем на уровне идей в более широком диапазоне частот.

Например, виртуальная модель аналогового перемножителя (Multiplier) из библиотеки Sources/Control_Function_Blocs позволяет создать на ее основе амплитудный модулятор, синхронный демодулятор, преобразователь частоты, аналоговый высокочастотный коммутатор и пр. Рассмотрим некоторые из этих моделей.

Амплитудный модулятор. Модель амплитудного модулятора, построенного на базе виртуального перемножителя, приведена на рис. 7.

На ОУ AD647КН собран инвертирующий сумматор, на выходе которого формируется модулирующее напряжение, представляющее собой сумму переменного напряжения частотой 10 кГц и постоянного напряжения отрицательной полярности, величина которого регулируется потенциометром R1 в диапазоне от 0 до 5 В. Выходное напряжение усилителя подается на вход X перемножителя, а на вход Y подается напряжение несущего колебания частотой 10 МГц. При отсутствии постоянной составляющей в выходном сигнале усилителя U1A на выходе перемножителя формируется сигнал балансной амплитудной модуляции

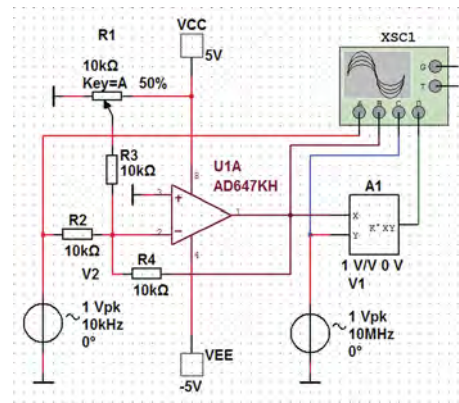


Рис. 7. Модель амплитудного модулятора, построенного на базе виртуального перемножителя

(при отсутствии модулирующего сигнала на выходе перемножителя подавляется сигнал несущей частоты). При наличии постоянной составляющей – формируется обычный АМ-сигнал (рис. 8). Изменяя величину постоянной составляющей модулирующего колебания и амплитуду его переменной составляющей, можно изменять глубину модуляции в широких пределах.

Используя модель амплитудного модулятора, можно рассмотреть принципы построения и особенности работы синхронных демодуляторов, которые широко используются не только в радиотехнических устройствах, но и в импульсных преобразователях напряжения и измерительных приборах.

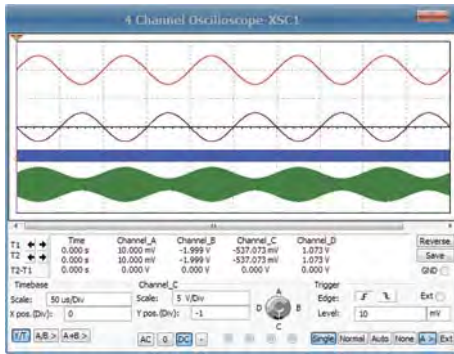


Рис. 8. Сигналы на входах и выходе амплитудного модулятора, построенного на базе виртуального перемножителя

Синхронный демодулятор. Для построения синхронного демодулятора достаточно в схему, показанную на рис. 7, ввести еще один перемножитель и генератор сигналов с частотой, равной частоте несущего колебания АМ-сигнала. При этом следует учесть, что начальные фазы сигналов всех генераторов, размещенных на рабочем листе NI Multisim, совпадают и равны нулю. Вводя различные значения начальной фазы в одном из генераторов (несущего колебания или управляющего работой синхронного демодулятора) можно исследовать зависимость эффективности работы демодулятора. Это особенно важно в синхронных выпрямителях импульсных преобразователей напряжения, так как сказывается на их КПД.

На рис. 9 приведена схема, содержащая синхронный модулятор, собранный на перемножителе A2 и генераторе гармонического сигнала частотой 10 МГц (гетеродине), и амплитудный модулятор, рассмотренный выше.

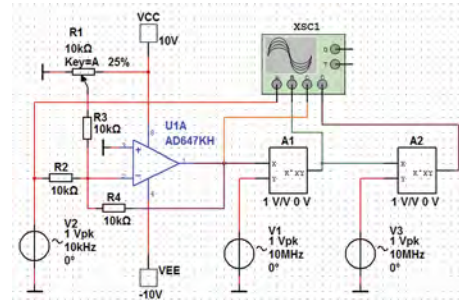


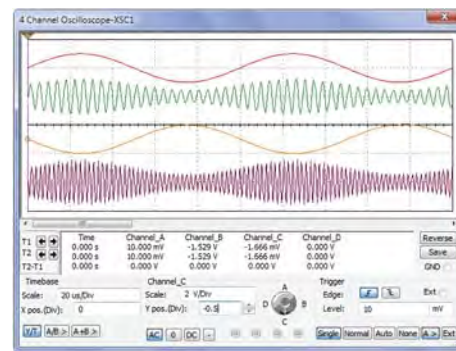
Рис. 9. Модели амплитудного модулятора и синхронного демодулятора, построенные на базе виртуального перемножителя

Сигнал на выходе синхронного демодулятора при начальной фазе сигнала гетеродина 0 градусов приведен на рис. 10, а, а при начальной фазе 90 градусов – на рис. 10, б. Начальную фазу сигнала генератора можно изменить, щелкнув два раза "мышкой" по его изображению на схеме. В открывшемся окне (рис. 11) можно установить требуемые значения параметров сигнала.

Результат, аналогичный показанному на рис. 10, б, можно получить, если задать время задержки (Time Delay на рис. 11), равное четверти периода несущего колебания, т.е. 25 нс. В схеме модулятора можно было не использовать сумматор и потенциометр для формирования постоянной составляющей в модулирующем сигнале. Достаточно было задать напряжение смещения на выходе генератора (Voltage Offset на рис. 11). Но в этом случае нельзя проводить анализ при динамическом изменении постоянной составляющей. В используемой схеме все изменения постоянной составляющей в процессе работы одновременно отра-



а)



б)

Рис. 10. Сигналы на входе и выходе синхронного демодулятора при совпадении фаз генератора несущего колебания и гетеродина (а) и при фазовом сдвиге между сигналами этих генераторов, равном 90 градусов (б)

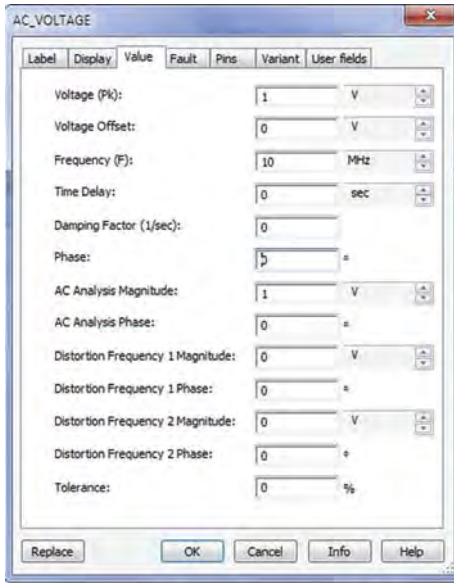


Рис. 11. Окно изменения параметров генератора гармонического сигнала AC_Voltage

жаются на осциллограммах всех сигналов, на которые она влияет.

Синхронный выпрямитель. В отличие от синхронного демодулятора, предназначенного для выделения огибающей АМ-сигнала, синхронный выпрямитель предназначен для использования в импульсных источниках питания и измерительных приборах. Хотя принцип действия демодулятора и выпрямителя один и тот же, назначение устройства определяет его название.

Конечно, синхронный выпрямитель может быть построен на перемножителе, но использовать такое устройство можно только в маломощных цепях. Выпрямители для источников питания строятся с использованием быстродействующих ключей на мощных полевых транзисторах. Задать требования к параметрам такого ключа поможет моделирование выпрямителя с использованием перемножителя. Учитывая то, что большинство импульсных источников питания формируют на выходе сигналы, близкие по форме к прямоугольным, используем для проверки работы синхронного выпрямителя два генератора биполярных прямоугольных импульсов. Модель такого выпрямителя приведена на рис. 12.

Генераторы V1 и V2 формируют прямоугольные импульсы частотой 100 кГц и скважностью 2, длительность фронта и спада им-

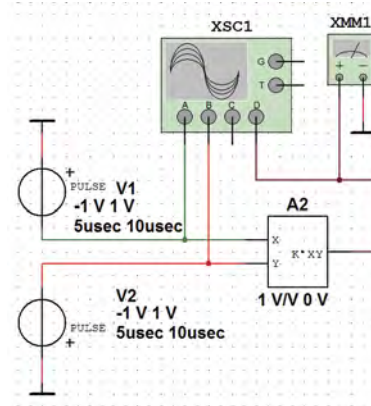


Рис. 12. Модель синхронного выпрямителя, построенного на базе виртуального перемножителя

пульсов 1 нс. Амплитуда импульсов от пика до пика составляет 2 В. В модели генератора предусмотрена возможность изменения длительности фронта и спада, скважности и времени задержки импульсов.

При использовании идеального выпрямителя на его выходе должно формироваться постоянное напряжение 1 В. Но так как импульсы имеют не нулевую, а конечную длительность, на выходе выпрямителя формируются короткие провалы напряжения до нуля длительностью, равной длительности фронта и спада.

Для контроля уровня выпрямленного напряжения используются цифровой мультиметр и осциллограф. Форма сигнала и его среднеквадратическое значение при исходных параметрах генераторов прямоугольных импульсов приведены на рис. 13, а. Как следует из рисунка, постоянное напряжение на выходе выпрямителя составляет 999.88 мВ. В одном из генераторов введем задержку сигнала, равную 100 нс. Результаты работы выпрямителя при такой задержке сигнала приведены на рис. 13, б. Выходное напряжение уменьшилось до 960 мВ, т.е. на 4%. Следовательно, КПД преобразователя за счет задержки сигналов управления синхронным выпрямителем уменьшится на 4%.

Аналогичные исследования можно провести при изменении длительности фронтов и спадов входных импульсов. Увеличение длительности фронта и спада до 100 нс приведет к уменьшению напряжения на выходе выпрямителя до 988 мВ, что составляет 1.2%. По результатам такого несложного эксперимента

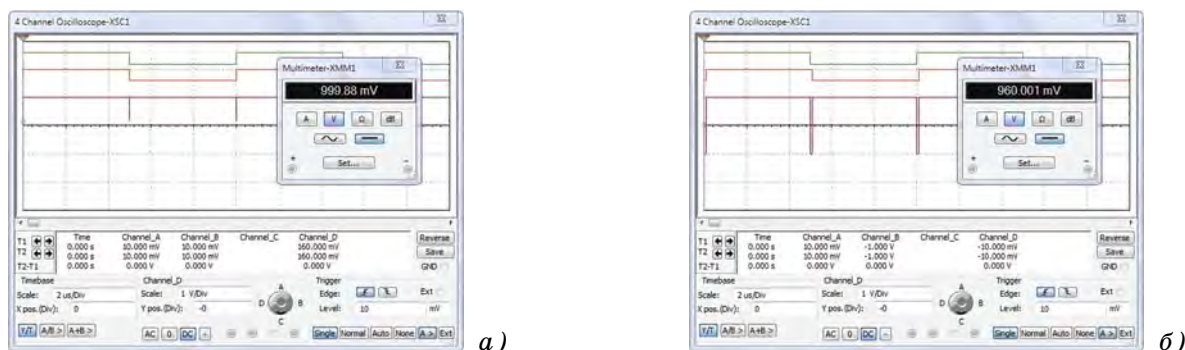


Рис. 13. Сигналы на входе и выходе синхронного выпрямителя при отсутствии временного сдвига между входными сигналами (а) и при временном сдвиге 100 нс (б)

можно сделать некоторые выводы. Задержка одного из сигналов управления по отношению к другому приводит к более значительному уменьшению КПД, чем увеличение длительности фронта и спада управляющих сигналов. Следовательно, основной вклад в снижение КПД выпрямителя вносит несинхронность сигналов управления, в то время как быстрдействие ключей, которые в нем используются, оказывает на величину КПД значительно меньшее влияние.

Моделирование синхронного выпрямителя с использованием ключей на полевых транзисторах позволит уточнить требования к синхронности сигналов управления и времени переключения транзисторов.

В библиотеке аналоговых компонентов программы NI Multisim достаточно широко представлены широкополосные усилители, коэффициент усиления которых управляется напряжением. Рассмотрим, например, AD605 [3] – малошумящий двоярный усилитель с однополярным питанием. Модель для исследования его характеристик приведена на рис. 14. В модели использована схема, рекомендованная в [3]. При указанных на схеме номиналах крутизна характеристики управления S составляет 20 дБ/В (может быть установлена 40 дБ/В), а коэффициент усиления определяется соотношением $K_u = SU_{упр} - 19$ дБ, где $U_{упр}$ – напряжение управления, подаваемое на вывод 1 микросхемы. В соответствии с [3] спектральная плотность шума усилителя не превышает 1.8 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, коэффициент передачи регулируется в пределах от -14 до +34 дБ при изменении управляющего напряжения от 0.26 до 2.65 В, полоса пропускания составляет 40 МГц.

При исследовании модели получены результаты, идентичные приведенным в [3]. При

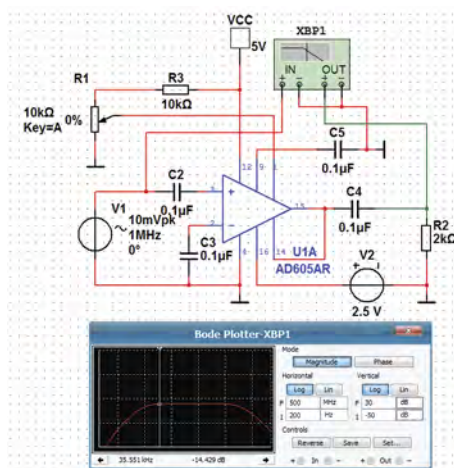


Рис. 14. Модель для исследования характеристик управляемого напряжением усилителя AD605

изменении управляющего напряжения в пределах 0.25...2.5 В коэффициент усиления изменяется от -14.4 до +31 дБ. Полученные результаты точно соответствуют значениям, рассчитанным по приведенной выше формуле. Полоса пропускания снизу ограничена входной емкостью и составляет 8.3 кГц, а сверху – частотными свойствами усилителя и составляет 40 МГц.

Для исследования зависимости коэффициента передачи от управляющего напряжения использовался Bode Plotter, который позволяет измерять не только АЧХ и ФЧХ исследуемого четырехполюсника, но и его коэффициент передачи.

Следует заметить, что при использовании в качестве источника сигнала генератора гармонического сигнала (рис. 14) попытка подключения осциллографа для контроля формы сигнала на входе и выходе усилителя не увен-

чалась успехом. Осциллограф не отображал ни один из сигналов. После замены генератора гармонического сигнала на функциональный генератор контроль сигнала стал возможным. Входной сигнал отображается корректно, а изменение уровня выходного сигнала при регулировке напряжения управления на экране осциллографа не наблюдается. Если подключить к выходу усилителя анализатор спектра, то он корректно отображает изменение коэффициента усиления. Такое поведение модели документированными возможностями программы NI Multisim никак не поясняется. Поэтому при исследовании высокочастотных

устройств нужно пытаться использовать любые доступные для контроля и анализа приборы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко В. Моделирование радиоэлектронных устройств с помощью программы NI Multisim // ЭКиС – Киев: VD MAIS, 2008, №№ 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9, 12; 2010, №№ 5, 7; 2011, №№ 9, 11 (www.ekis.kiev.ua).
2. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров. – М.: Советское радио, 1974. – 288 с.
3. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD605.pdf.

ОФИСНЫЙ ЦЕНТР VD MAIS

Если Вам необходимо провести семинар, тренинг или презентацию, добро пожаловать в офисный центр НПФ VD MAIS!

К Вашим услугам современный конференц-зал площадью 300 кв. м, рассчитанный на 250 мест, который идеально подходит для проведения тренингов, семинаров и конференций. Для ведения деловых встреч имеются комнаты для переговоров. Офисный центр расположен в живописном парке "Отрадный". Зал оборудован мультимедийным проектором, микрофоном, LCD-монитором, компьютером, удобной мебелью, системой кондиционирования и гардеробной. По заявке предоставляются услуги переводчика, организация "кофе-паузы", а также обеды в ресторане "VD Restaurant Park".



VD MAIS
НПФ «Видеоматериалы и Сервисные Услуги»

Обращаться по адресу: г. Киев, ул. М. Донца, 6
j.leskova@vdmajs.kiev.ua
тел.: (0-44) 220-0101 (внутр. 1215)
факс: (0-44) 220-0202
Контактное лицо: Лескова Юлия.

Електронні реверсивні контактори "4 в 1"!



реверсивне обертання



пряме обертання



захист мотора



аварійна зупинка

Перші у сфері прямого та реверсивного пуску при ширині корпусу лише 22.5 мм

Класичний контур реверсивного пускача складається з двох контакторів, реле захисту мотора і, в разі потреби, додаткового контактора аварійної зупинки.

Новий реверсивний пускач CONTACTRON поєднує всі ці чотири функції в одному пристрої.

Це означає:

- 75% економія місця
- 75% зменшення часу на монтаж
- 10-разове збільшення терміну служби
- вбудована безпека

"4 в 1" – нове покоління пускачів для електромоторів торгової марки CONTACTRON.

Ширина лише
22.5 мм

www.phoenixcontact.ua

**PHOENIX
CONTACT**
INSPIRING INNOVATIONS

VD MAIS – офіційний дистриб'ютор компанії Phoenix Contact в Україні

тел.: (0-44) 220-0101, (0-57) 719-6718, (0-562) 319-128, (0-62) 385-4947, (0-692) 544-622, (0-32) 245-5478, (0-48) 734-1954
info@vdmals.kiev.ua, www.vdmals.kiev.ua