

Секция «Радиоэлектроника»

Преобразователь емкости на микроконтроллере

Существует несколько методов измерения емкости, которые основаны на преобразовании величины емкости в напряжение, ток, частоту или ширину импульсов.

Прямой метод измерения подразумевает заряд конденсатора от источника тока в течение определенного времени t_3 и затем — измерение напряжения на конденсаторе (рис.1).

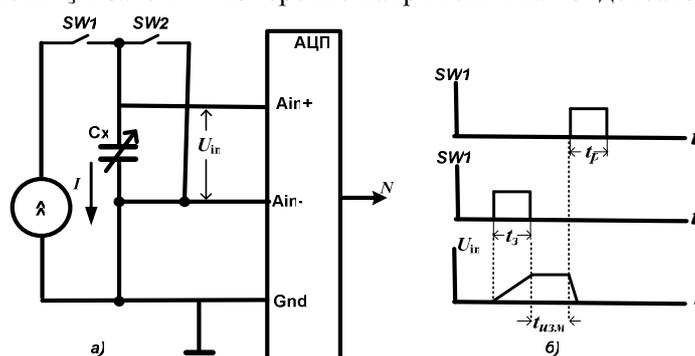


Рис.1. Структурная схема преобразователя емкости – код с токовым источником возбуждения а), временные диаграммы заряда-разряда емкости б)

При замкнутом ключе $SW1$ в течение времени t_3 происходит заряд контролируемой емкости до величины $U_{in}(t_3)$:

$$U_{in}(t_3) = It_3 / C_x . \quad (1)$$

Затем на время $t_{изм}$ ключ $SW1$ размыкается и происходит аналого-цифровое преобразование полученного напряжения. Перед следующим измерением происходит разряд емкости C_x путем включения на время t_p ключа $SW2$.

Этот метод требует наличия прецизионного источника тока и входа с высоким импедансом для измерения напряжения. Снижение влияния нестабильности тока возбуждения можно при применении метода логометрического преобразования [1]. При логометрическом методе результат аналого-цифрового преобразования пропорционален частному от деления входного напряжения АЦП (U_{in}) и его опорного напряжения (U_{ref}):

$$N = kU_{in}/U_{ref} . \quad (2)$$

Использование в качестве опорного напряжения U_{ref} падения напряжения на резисторе R_{ref} , включенном в токовую цепь последовательно с измеряемой емкостью C_x (рис.2) обеспечивает зависимость:

$$N = t_3 N_{max} / C_x R_{ref} \quad (3)$$

Логометрический метод применим при использовании АЦП с внешним источником опорного напряжения. К таким преобразователям относятся, так называемые, аналоговые микроконтроллеры семейства $ADuCxxx$ фирмы *Analog Device*. Эти схемы помимо 24-разрядного АЦП с сигма-дельта модуляцией содержат современное микропроцессорное ядро, встроенную мощную периферию, включая таймеры/счетчики. Последние (C/E1 и C/T2) могут быть использованы для формирования требуемых временных интервалов t_3 , $t_{изм}$ и t_p .

Для формирования тока возбуждения измерительной схемы могут использоваться встроенные программно перестраиваемые высокоточные источники тока. Наряду с возможностью программно перестраивать уровни тока возбуждения (от 10 мкА до 1 (2) мА) диапазон преобразования измеряемой емкости можно с помощью изменения коэффициента встроенного усилителя PGA .

Для измерения отклонения значения емкости от номинала могут быть использованы интегральные преобразователи емкость-напряжение CAV444, выпускаемые фирмой *Analog Microelectronics* [2].

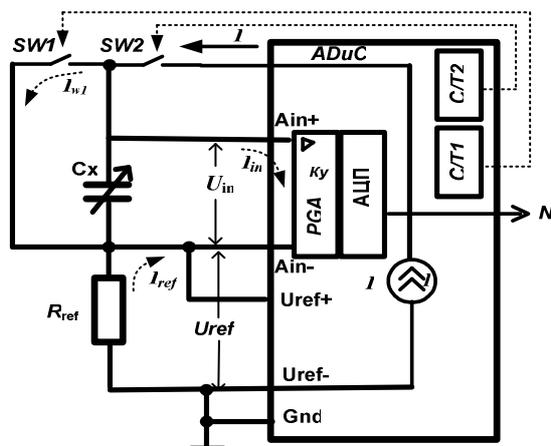


Рис.2. Структурная схема логометрического преобразователя емкость – код с токовым источником возбуждения

Литература

1. Троицкий Ю.В. Логометрические методы и схемы аналого-цифрового преобразования сигналов, снимаемых с тензорезистивных датчиков // Компоненты и технологии. №3. 2013. - С. 72 - 77
2. CAV444 – C/V transmitter IC with adjustable output voltage for capacitive input signals <http://www.analogmicro.de/english/index.html>- Kali_CAV444.pdf

Н.С. Бешметова
Научный руководитель: канд. техн. наук А.В. Цаплёв
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: itpu@mivlgu.ru

Разработка системы контроля питающих напряжений промышленного предприятия

Контроль питающих напряжений промышленных предприятий в настоящее время является актуальным т.к. позволяет снизить риск выхода из строя применяемого на промышленных предприятиях оборудования и тем самым ведет к экономии средств, затрачиваемых на ремонт оборудования в результате нестабильного напряжения в электрической сети.

Для контроля питающих напряжений на промышленном предприятии мной предлагается система контроля питающего напряжения, которая позволяет контролировать напряжение в сети ~220В и ~380В, осуществлять контроль фаз по действующему напряжению, контролировать пропадание ввода. На рисунке 1 представлена структурная схема системы контроля питающих напряжений на промышленном и предприятии.

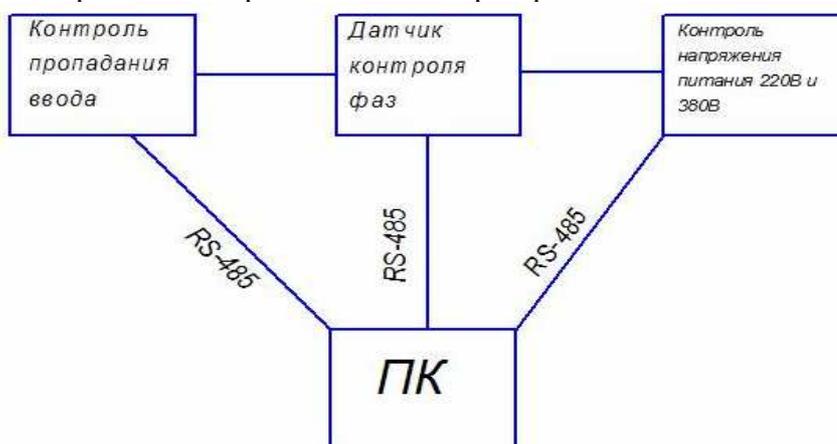


Рис.1. Структурная схема системы контроля питающих напряжений на промышленном предприятии

Конструктивно всю систему контроля можно разделить на подсистемы.

В подсистеме ,контроль пропадания ввода, определяется подается ли напряжение на ввод или есть ли напряжение на вводе. Далее система подключается по интерфейсу RS-485. Данная подсистема служит для обеспечения оперативного оповещения дежурного и обслуживающего персонала об отклонениях технологических параметров и об аварийных ситуациях в системе электропитания.

Подсистема, датчик контроля фаз, сигнализирует о пропадании однофазного ввода или о пропадании какой-либо конкретной, или всех фаз трёхфазного ввода. Далее система подключается по интерфейсу RS-485. Наличие информации о напряжении на фазах даёт возможность быстро сориентировать службы ремонта энергосбыта, отвечающего за поставку электроэнергии, об имеющихся неполадках в линиях электропередач, ускорить их локализацию и устранение.

Подсистема, контроль напряжения питания ~220В и ~380В, определяет повышенное или пониженное напряжение, есть скачки напряжения. Далее система подключается по интерфейсу RS-485.

Только имея полную картину о состоянии объекта можно оперативно реагировать на любые нештатные ситуации на нём, а также своевременно и качественно производить регламентные, ремонтные и профилактические работы, направленные на предотвращение чрезвычайных происшествий и аварийных ситуаций на промышленных предприятиях.

Д. Глухов
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Е.А. Жиганова
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Исследование асимметрии плеч в квадратурном усилителе мощности

Квадратурный усилитель мощности КУМ используется для уменьшения уровня побочного излучения устройства, в составе которого он находится. Из всего многообразия спектральных составляющих в выходном сигнале устройства наибольший интерес представляют интермодуляционные колебания ИМК, которые имеют не только большие уровни, но и попадают в полосу пропускания фильтра, т.е. находятся в непосредственной близости к частоте основного сигнала.

КУМ позволяет уменьшить уровни нечетных разностных порядков ИМК и полностью скомпенсировать самый опасный третий порядок ИМК. Но это возможно лишь при полной симметрии плеч КУМ, т.е. при идентичности нелинейных элементов усилительных устройств. Но, как известно из практики, даже если взять два одинаковых нелинейных элемента, например, транзистора, то при их исследовании мы можем получить немного отличающиеся характеристики и параметры.

В этой работе было исследовано влияние изменения крутизны проходной характеристики нелинейных усилительных элементов в плечах КУМ. Для этого провели математическое моделирование устройства при использовании разных транзисторов КТ 920В и КТ 648А. Проходные характеристики были аппроксимированы полиэкспоненциальной аппроксимацией с положительными знаками показателей степени.

В результате математического моделирования были получены спектры выходных сигналов КУМ гармонического сигнала при воздействии помехового гармонического сигнала на нелинейные элементы и рассчитаны коэффициенты внутрисполосных колебаний $K_{ВПК}$.

На рис. 1 приведен спектр выходного сигнала КУМ при полной идентичности плеч.

На рис. 2 приведен спектр выходного сигнала КУМ при асимметрии плеч из-за отличающихся крутиз проходных характеристик нелинейных элементов.

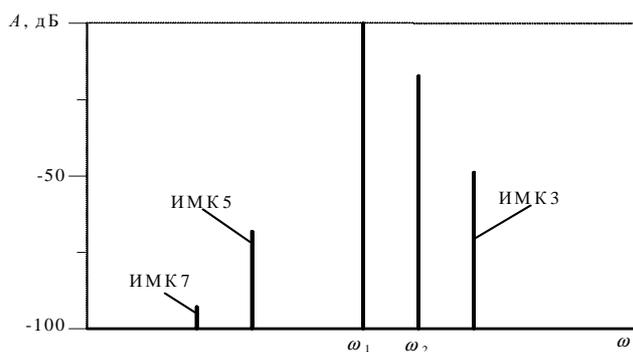


Рис. 1.

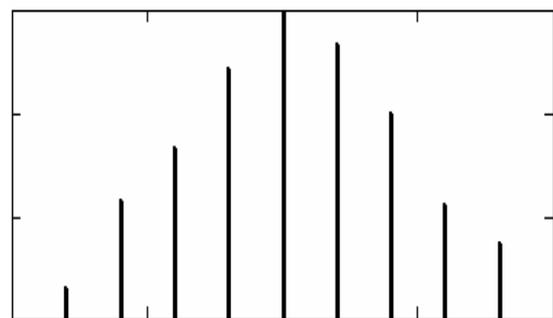


Рис. 2.

Как видно из рис. 1 и 2, асимметрия плеч, а именно, разные усилительные элементы в КУМ приводит к ухудшению работы устройства с точки зрения уменьшения уровней ИМК.

При расчете $K_{ВПК}$ учитывали только составляющие интермодуляционных колебаний третьего, пятого и седьмого порядков; значения уровней более высоких нечетных разностных порядков очень малы (около минус 200 дБ) и не оказывают влияние на значение $K_{ВПК}$. Для схемы КУМ с полной симметрией имеем $K_{ВПК} = 16,8\%$, а для схемы КУМ с асимметрией $K_{ВПК} = 27,5\%$. Кроме того, полная симметрия в идеальных устройствах позволяет полностью скомпенсировать ИМК третьего и пятого нечетных разностных порядков.

В устройстве с асимметрией уровень ИМК более чем в 1,5 раза выше по сравнению с полной симметрией устройства. Поэтому при проектировании и разработке устройств с квадратурным сложением сигналов необходимо учитывать тот факт, что в реальных устройствах можно будет рассчитывать на меньшее уменьшение уровней ИМК из-за асимметрии плеч.

С.В. Жижин
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент К.К. Храмов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: triod2013@mail.ru

Технология Software Defined Radio и ее применение

Технология Software Defined Radio (SDR) – относительно новое направление в развитии техники беспроводной связи, в рамках которого активно ведутся исследования и разработки за рубежом с конца 90-х годов прошлого века [1].

Как следует из названия, суть технологии SDR заключается в том, что практически весь объем работ по обработке сигнала перекладывается на программное обеспечение, которое функционирует на персональном компьютере или специализированных микропроцессорных устройствах, предназначенных для обработки сигнала. Цель такого подхода – создать систему с изменяющейся архитектурой, которая может принимать и передавать практически любые радиосигналы с помощью программного обеспечения, которое является более гибким и адаптивным, чем аппаратная реализация.

В настоящее время SDR широко применяются в военной и сотовой связи, где в режиме реального времени требуется поддержка разнообразных изменяющихся радиопrotocolов [2].

В режиме приема SDR может обеспечить более высокую эффективность, чем при использовании традиционных аналоговых методов. Кроме того, с помощью программных алгоритмов могут быть реализованы такие функции, которые очень сложно получить при аналоговой обработке. Технологии цифровой обработки данных в последнее время очень активно развиваются, благодаря чему стоимость цифровых решений постоянно снижается. При этом цифровая обработка обеспечивает большую скорость и более проста в обслуживании, чем традиционные аналоговые подсистемы. Поэтому вполне понятным является стремление заменить как можно больше аналоговых блоков и узлов приёмопередающей аппаратуры цифровыми.

В настоящее время одной из проблем реализации SDR-технологии является низкая (десятки килогерц) частота обработки, поэтому в реальных устройствах проблема высококачественной оцифровки принимаемых ВЧ сигналов решается их переносом на низкую частоту. Для этого используются опорный генератор (или синтезатор частоты) и смеситель (квадратурный демодулятор). Таким образом, для преобразования частоты требуется определенное аналоговое оборудование.

В профессиональных реализациях SDR аналоговая часть, как правило, строится по супергетеродинному принципу, а в радиолюбительских устройствах широкое применение находит принцип прямого преобразования.

Благодаря высокой масштабируемости и гибкости решений, SDR-технология может стать базовой и применяться в следующих областях беспроводного обмена данными [1, 2]:

- 1) мультистандартная мобильная связь;
- 2) многопротокольные радиосистемы гражданского и военного назначения;
- 3) бесконтактная радиочастотная идентификация;
- 4) коммуникационное оборудование и др.

В докладе рассматриваются вопросы построения SDR систем, основные компоненты SDR устройств (АЦП, ЦАП, фильтры и УРЧ), современное состояние, проблемы и перспективы SDR технологии. Приводятся примеры аппаратных платформ для систем с архитектурой SDR.

Литература

1. J. Mitola II. Software Radio Architecture: Object-oriented Approaches to Wireless System. New York: John Wiley & Sons, 2000.
2. Силин А. Технология Software Defined Radio. Теория, принципы и примеры аппаратных платформ // Беспроводные технологии. 2007. № 2. – С. 22-27.

С.В. Жижин
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент К.К. Храмов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: triod2013@mail.ru

Построение приемника прямого преобразования для SDR-систем

В профессиональных реализациях систем Software Defined Radio (SDR) аналоговая часть, как правило, строится по супергетеродинному принципу, а в радиолюбительских устройствах широкое применение находит принцип прямого преобразования [1].

К достоинствам радиоприемников, использующих принцип прямого преобразования, относятся: простота структуры приемника, минимальное число пораженных точек и чистота звучания принимаемого сигнала. Одним из основных недостатков приемников прямого преобразования является низкий уровень подавления зеркального канала, который, при использовании фазового метода, составляет около 40 дБ, в то время как для супергетеродинных приемников среднего класса этот уровень превышает 60 дБ.

В то же время, алгоритмы «интеллектуальной» цифровой обработки сигналов, лежащие в основе архитектуры SDR-систем, в сочетании с возможностями современных компьютеров позволяют построить приёмник (или трансивер) с достаточно высокими параметрами и широкими возможностями [2].

Архитектура современной SDR-системы выглядит следующим образом [3]. Аналоговая часть выполнена по принципу прямого преобразования. Принимаемый сигнал через диапазонный полосовой фильтр поступает на два смесителя, на которые от опорного генератора (или квадратурного синтезатора частот) приходят сигналы одинаковой амплитуды, но с относительным сдвигом фазы 90° . Относительный сдвиг фазы между квадратурными I и Q сигналами на выходе смесителей (перемножителей сигналов) в этом случае также составляет 90° , а частота сигналов – приблизительно от 0 до 20 кГц. Если подать эти сигналы на звуковую карту персонального компьютера, в котором низкочастотный (НЧ) фазовращатель реализован программно, то можно выделить используемую боковую полосу и подавить нерабочую. Такой принцип фазовой селекции, реализованный аппаратно, часто применяется в любительских однополосных приемниках прямого преобразования.

SDR приемник может быть построен с использованием метода квадратурного преобразования частоты. Данный метод предполагает наличие аналоговых коммутаторов, работающих в определенной последовательности, для реализации которой требуется опорная частота (гетеродин) в два или четыре раза выше входной частоты приема для конкретного диапазона. С выхода коммутаторов сигналы с фазами $0-180^\circ$ и $90-270^\circ$ поступают на входы дифференциальных операционных усилителей, на выходах которых присутствуют квадратурные НЧ сигналы, которые можно подать либо на НЧ фазовращатель, либо на входы звуковой карты компьютера для соответствующей их обработки в программе SDR [3].

В докладе рассматриваются: варианты структур SDR приемника, его параметры и характеристики, а также вопросы аппаратной и программной реализации.

Литература

1. Силин А. Технология Software Defined Radio. Теория, принципы и примеры аппаратных платформ // Беспроводные технологии. 2007. – № 2. – С. 22-27.
2. G. Youngblood, AC50G, “A Software Defined Radio for the Mass, Part 4”, QEX, Mar/Apr 2003, pp. 20-31.
3. Родин Б. Простой SDR приемник [Электронный ресурс] // ООО "Московский Радиоклуб": [сайт]. URL: <http://cqmrk.ru/articles/65.html>.

А.А. Каткова
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент А.А. Пеньков
Филиал ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ» в г. Смоленске
214013, г. Смоленск, Энергетический проезд, дом 1
E-mail: Anna11235813@yandex.ru

Исследование модели Джилса-Атертона для магнитного материала

Анализ научно-технической литературы показывает, что разработчики современной радиоэлектронной аппаратуры проявляют значительный практический интерес к схемотехническому моделированию. Использование SPICE моделей, полученных на основании результатов измерений статических и динамических характеристик компонентов, дает возможность сократить продолжительность испытаний и уменьшить их стоимость. Таким образом, создание SPICE моделей и, в частности, SPICE моделей магнитных сердечников, является актуальной задачей.

Целью исследования является определение и задание параметров модели Джилса-Атертона для кольцевых сердечников, сравнение полученной модели с реальными характеристиками.

Решение поставленной задачи требует учета параметров и характеристик, которые могут быть получены с помощью современных измерительных устройств, таких как универсальная вычислительная установка контроля магнитных параметров УКМП-0.05-100, которую можно использовать как в лабораториях, так и в заводских условиях.

Основным направлением работы установки является измерение с высокой точностью динамических магнитных характеристик. Текущая модель обеспечивает задание следующих параметров, необходимых для проведения измерений: частоты; тока намагничивания или напряженности магнитного поля.

Использование установки контроля магнитных параметров позволяет отслеживать правильность алгоритмов, используемых при моделировании, а так же оценивать степень соответствия модели реальному образцу.

В SPICE симуляторах для моделирования ферромагнитных сердечников наиболее часто используется модель Джилса-Атертона. Джилсом и Атертоном разработана теория ферромагнитного гистерезиса [1], которая разделяет в функции насыщения обратимое и необратимое намагничивание. Выражение для обратимого намагничивания аппроксимируется функцией Ланжевена и описывается уравнением

$$M_{an} = \frac{1}{\tanh(H_e / A)} - \frac{A}{H_e},$$

где A — параметр, изменяющий изгиб функции, H_e — эффективное приложенное поле. Функция далее масштабируется с помощью намагнитченности насыщения M_s .

Полное намагничивание может быть определено, используя уравнение

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{1+c} \cdot \frac{M_{an} - M}{\frac{\partial k}{\mu} - (M_{an} - M)} + \frac{c}{1+c} \cdot \frac{dM_{an}}{dH},$$

где c — параметр, задающий отношение обратимого и необратимого намагничивания; k — постоянная необратимой деформации доменных стенок.

Модель Джилса-Атертона реализована в различных симуляторах и является фактической стандартной моделью. Одной из трудностей использования этой модели является получение параметров из стандартных измерений. Модель Джилса-Атертона обеспечивает хорошее описание поведения предельных петель для материалов с петлей гистерезиса сигмоидальной формы.

В рамках исследований с помощью установки УКМП были получены результаты измерений петли гистерезиса магнитопровода К16х10х4,5 М2000НМ1 (рис.1). На основе полученных характеристик подобраны параметры модели Джилса-Атертона. Моделирование проведено в системе схемотехнического проектирования DxDesigner Mentor Graphics.

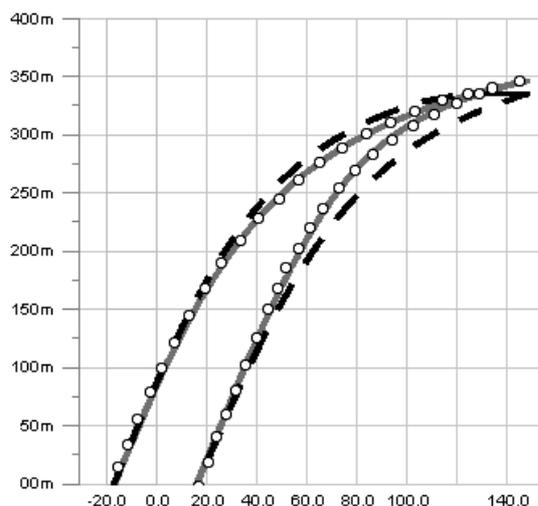


Рис.1. Сравнение полученных петель гистерезиса: ——— — измеренная УКМП; - - - - - — модель Джилса-Атертона; ○○○○○○ — дополненная модель.

Полученная модель в целом адекватно отражает форму и поведение зависимости $B(H)$. Однако следует заметить, что функция Ланжевена в области насыщения растет достаточно медленно, и модель Джилса-Атертона значительно завышает потери в сердечнике (рис.1).

Для устранения данного недостатка и коррекции гистерезисной кривой была введена дополнительная зависимость параметра K (постоянная необратимой деформации доменных стенок) модели Джилса-Атертона от поля намагничивания [2]:

$$K = K_0 \cdot \exp(-H^2 / 2\sigma^2).$$

Сравнение петель гистерезиса, полученных с помощью УКМП и дополненной модели (рис.1), показало, что введение зависимости для параметра K позволяет получить характеристики модели, максимально приближенные к характеристикам реального сердечника.

К достоинствам модели Джилса-Атертона можно отнести следующие: высокая точность при моделировании предельных петель гистерезиса; корректное отображение потерь на перемагничивание в сравнении с прочими моделями [2]; адаптивность модели к различным программным продуктам; возможность введения дополнительной зависимости формы петли гистерезиса от температуры и частоты.

Самым значительным недостатком модели Джилса-Атертона является невозможность точно моделировать частные петли, для их получения требуется дополнительная оптимизация.

Литература

1. Jiles D.C., Atherton D.L.. Theory of ferromagnetic hysteresis / Journal of Magnetism and Magnetic Materials 61. – 1986. С.48-60.
2. Peter Reid Wilson. Modeling and simulation of magnetic components in electric circuits / University of Southampton. Department of electronics and computer science. - 2001. – 289 с.

С.Д. Нишатов
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Д.Н. Романов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: serega.asd.dc@mail.ru

Автоматическая система контроля температуры и влажности для теплиц

На данном этапе своего развития современная электроника почти полностью перешла на цифровые технологии. Это позволило существенно снизить энергопотребление и уменьшить размеры устройств. Создание микроконтроллеров дало бурное развитие систем на их основе.

Микроконтроллер - компьютер на одной микросхеме. Предназначен для управления различными электронными устройствами и осуществления взаимодействия между ними в соответствии с заложеной в микроконтроллер программой. В отличие от микропроцессоров, используемых в персональных компьютерах, микроконтроллеры содержат дополнительные встроенные устройства. Эти устройства выполняют свои задачи под управлением микропроцессорного ядра микроконтроллера.

При проектировании систем на микроконтроллерах приходится соблюдать баланс между стоимостью с одной стороны и гибкостью и производительностью с другой. Для разных задач оптимальное соотношение этих и других параметров может различаться очень сильно. Поэтому существует огромное количество типов микроконтроллеров, отличающихся архитектурой процессорного модуля, размером и типом встроенной памяти, набором периферийных устройств, и т. д.

Одной из таких систем является разрабатываемая мной автоматическая система контроля температуры и влажности для теплиц. Эта система включает в себя микроконтроллер, датчики температуры и влажности, аккумуляторную батарею, дисплей, приёмо-передающий тракт, и исполнительные устройства регулирующие температуру и влажность.

Разрабатываемая система рассчитана на сезонное использование, полностью автономна и не требует вмешательства оператора длительное время. Установленные параметры отображаются на жидкокристаллическом дисплее. Алгоритм работы системы разработан таким образом, что система активна не всё время а “просыпается” через заданные промежутки времени, что снижает энергопотребление. Этой система предусматривает подключение приёмо-передающего модуля по средствам которого можно осуществлять контроль работы системы удалённо. Что позволит создать единый пульт контроля нескольких таких систем расположенных в радиусе 300 метров. Данная система рассчитана на массовое, общедоступное производство и может применяться в теплицах, удалённых от городов, на садовых участках, а так же в теплицах построенных на крышах высотных зданий. Ещё одним плюсом теплиц, построенных на крышах высотных зданий, станет снижение температуры в квартирах жителей верхних этажей.

В целом эта система предназначена для облегчения жизни человека и экономии его свободного времени.

Преобразователи на переключаемых конденсаторах

Энергопотребление электронного прибора является одной из важнейших характеристик, влияющей на выбор изделия. В особенности это актуально для малогабаритных портативных устройств. В схеме любого электронного прибора имеется блок питания, от эффективности работы которого зависит стабильность работы системы в целом.

В последние годы в связи с миниатюризацией электронных компонентов и развитием рынка переносных устройств с батарейным питанием преобразователи с накачкой заряда становятся все более популярны. Но при этом их главными недостатками являются: малая нагрузочная способность, повышенные пульсации на выходе и отсутствие стабилизации выходного напряжения.

В настоящее время предварительное моделирование работы создаваемых источников питания позволяет детально изучить возможные режимы работы устройства в целом для правильного выбора компонентов схемы, что обеспечивает эффективную работу преобразователей. Полученные на основе проведенных исследований данные, характеристики и зависимости позволяют заранее предсказать некоторые особенности работы в предусмотренных и аварийных режимах разрабатываемых устройств, следовательно моделирование схем источников питания на переключаемых конденсаторах является актуальной задачей.

В работе рассмотрены простейшие схемы преобразователей напряжения на переключаемых конденсаторах; на основе полученных зависимостей сделаны выводы относительно основных особенностей работы указанных источников питания. Моделирование работы приведенных схем проводилось в среде программы схемотехнического анализа Micro-Cap [1].

Простейшая схема преобразователя напряжения на переключаемых конденсаторах, приведенная на рис. 1, находит применение в повышающих преобразователях. Схемы, представленные на рис. 1 и 2, реализованы, в частности, в интегральной микросхеме ICL7660 американской фирмы Intersil.

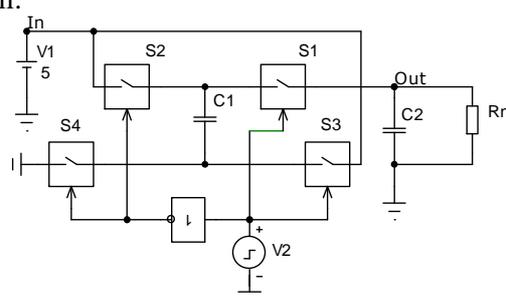


Рис. 1. Схема удвоителя напряжения на переключаемых конденсаторах

Анализ полученных для данной схемы временных зависимостей показывает, что данный способ преобразования напряжения прост и эффективен. Для осуществления преобразования достаточно лишь интегральной микросхемы и двух конденсаторов. Однако выходное напряжение не стабилизировано и определяется величиной входного напряжения, сильно зависит от тока нагрузки. Также от тока нагрузки существенно зависят пульсации выходного напряжения. Выход на режим и переходные процессы при изменении токов и напряжений в схеме идут довольно долго (несколько мс), следовательно, для улучшения быстродействия удвоителя необходимо принимать специальные меры. Также полученные характеристики свидетельствуют о небольшой нагрузочной способности преобразователя.

Простейшая схема инвертирования напряжения (рис. 2) используется при построении источников питания с отрицательным выходным напряжением.

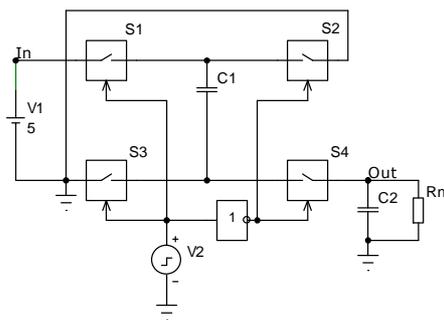


Рис. 2. Схема инвертора напряжения на переключаемых конденсаторах

Рассмотрение полученных для схемы инвертора зависимостей указывает на то, что, как и схема удвоителя, схема инвертирующего преобразователя довольно проста и содержит небольшое число компонентов. Но выходное напряжение также не стабилизировано и определяется величиной входного напряжения; наблюдается резкая зависимость напряжения от тока нагрузки (нагрузочная способность мала). Пульсации выходного напряжения с увеличением тока нагрузки существенно увеличиваются. Выход на режим и переходные процессы в схеме оказывают сильное влияние на работу преобразователя.

В общем случае схема понижения напряжения преобразователя состоит из n однотипных диодно-емкостных нелинейных цепей, содержащих накопительный конденсатор, зарядные и разрядные диоды, зарядный и разрядный ключи, переключаемые синхронно и противофазно. Простейшая схема понижающего преобразователя является тому подтверждением (рис. 3). При этом выходное напряжение в два раза меньше входного.

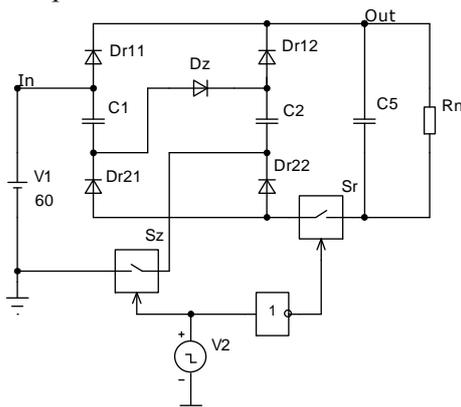


Рис. 3. Схема делителя на два входного напряжения на переключаемых конденсаторах

Схема понижающего преобразователя проста, но содержит большее число компонентов, чем схемы удвоителя и инвертора. В данной схеме не предусмотрена стабилизация выходного напряжения. Пульсации напряжения на выходе с повышением тока нагрузки увеличиваются, но данный недостаток может быть устранен подбором конденсатора фильтра. Входные и выходные напряжения ограничиваются лишь максимальными напряжениями используемых компонентов.

В настоящее время усилия разработчиков источников питания на переключаемых конденсаторах направлены на устранение указанных выше недостатков простейших схем преобразователей, что позволяет создавать весьма удачные микросхемы регуляторов и стабилизаторов напряжения данного типа.

Проведение же моделирования конструируемых устройств до их создания дает возможность предварительно оценить эффективность и перспективность разработки и ее дальнейшего применения.

Литература

1. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. — М. : Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с. : ил.

А.А. Ратников
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Д.Н. Романов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: RatNorf@yandex.ru

Универсальный контрольно-измерительный прибор для настройки зеркальных антенн и измерений параметров L, C, F

Предлагается разработать универсальный контрольно-измерительный прибор для настройки зеркальных антенн и измерений параметров L, C, F.

Для настройки и регулирования современных систем связи и передачи информации необходимо большое количество измерений, что вызывает определенные затруднения при работе с разными приборами. Данный прибор объединяет в себе цифровой анализатор спектра C и Ku диапазонов, измеритель емкости и индуктивности, и частотомер, что значительно упрощает настройку и регулировку.

Прибор имеет монохромный жидкокристаллический дисплей. На передней панели прибора расположены органы управления и переключения режимов работы – переключение между анализатором спектра и измерителем параметров LCF. Так же расположены измерительные гнезда для непосредственного измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности. В нижней части прибора расположены два разъема для подключения кабеля с исследуемым сигналом.

Конструктивно прибор выполнен на микросхеме типа PIC16F. Программное обеспечение для данной микросхемы разработано и написано на языке программирования Assembler. Печатная плата выполнена по технологии поверхностного монтажа (SMT). Большая часть элементной базы импортного производства. Это обосновано отсутствием отечественных аналогов.

Данный прибор имеет широкий спектр рабочих температур. Это обосновано тем, что зачастую работы проводятся на открытом воздухе при температурах соответствующих климатическому исполнению «У». Диапазон предельных температур в данном случае от минус 30 до плюс 45°C.

Связи с тем, что основные измерительные работы проводятся в местах удаленных от сети питания 220В, питание прибора осуществляется автономно от аккумуляторной батареи, номинальным напряжением питания +12 В либо от блока питания номинальным напряжением 12 В, 1 А.

При первом включение прибора, необходимо провести калибровку измерителя. Калибровка производится в автоматическом режиме. В последующих измерениях дополнительных калибровок и настроек не требуется. Анализатор спектра, в свою очередь, готов к работе сразу после сборки и калибровать его не надо.

В режиме измерителя прибор позволяет измерять:

- частоту от 0,01 герца до 950 мегагерц
- индуктивность от 0,001 микрогенри до 5 генри
- емкость от 0,01 пикофард до 0,5 микрофард.

В режиме анализатора спектра прибор отображает спектр входного сигнала, уровень сигнала, частоту сигнала, вид поляризации (горизонтальная или вертикальная) и диапазон в зависимости от частоты (C или Ku).

Д.И. Смирнов
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Е.А. Ростокينا
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23*

Исследование поляризаторов используемых в СВЧ конверторных модулях

Радиотепловое излучение атмосферы, обусловленное атмосферными газами, не поляризовано. Как известно, кроме газов, в микроволновом диапазоне оптически активными являются гидрометеоры. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что радиотепловое излучение облаков, в которых нет крупных капель и практически отсутствует рассеяние излучения, также фактически не поляризовано. При появлении крупных капель существенную роль начинают играть рассеяние излучения на этих каплях и их несферичность. Оба эти фактора приводят к поляризации радиотеплового излучения.

Поляризаторы СВЧ конверторных модулей могут быть электромагнитными или механическими. Физический принцип действия электромагнитного поляризатора основан на эффекте Фарадея. Достоинство поляризатора, основанного на использовании эффекта Фарадея, состоит в отсутствии подвижных элементов и в возможности осуществлять юстировку направления поляризации плавным изменением величины тока, протекающего через катушку. Потери, вносимые такими поляризаторами, составляют обычно 0,2 - 0,3 дБ. Недостатком поляризаторов является постоянное потребление энергии.

Если необходимо с помощью однозеркальной антенны осуществить одновременный прием сигналов двух поляризаций, то для линейно поляризованных сигналов в этом случае применяют специальные устройства - фазовращатели (разделители) поляризации — *Ortomode Transducer*). В подобных устройствах выполненных в виде волноводного тройника, волны вертикальной и горизонтальной поляризаций поступают на вход круглого волновода, а выходят разделенными по поляризации через основной и боковой выходы, выполненные в виде волноводов с прямоугольным сечением.

В последних разработках СВЧ конверторов используют сдвоенные СВЧ - тракты, а волны горизонтальной и вертикальной поляризаций принимают из кругло-входного волновода с помощью двух ортогональных емкостных штырей. Лучшие результаты получаются, если один штырь расположен от короткозамкнутого конца волновода на расстоянии $\lambda/4$, а другой - $3(\lambda/4)$, однако это удлиняет конвертор.

Часто применяются поляризаторы, в которых переключение плоскости поляризации осуществляется электромеханическим поворотом зонда, находящегося в круглом волноводе облучателя.

Для приема сигналов с лево- и правосторонней поляризацией применяются волноводные устройства, преобразовывающие круговую поляризацию в линейную. Один из вариантов такого преобразования может быть осуществлен с помощью фазирующих диэлектрических вставок, размещенных под углом 45° в круглом волноводе с волной H_{11} .

В результате проведенных экспериментальных исследований современных СВЧ конверторных модулей, были получены следующие результаты:

- 1) наличие встроенного поляризатора позволяет производить выбор поляризации принимаемого теплового излучения путем изменения питающего напряжения СВЧ конвертора;
- 2) использование современных СВЧ конверторных модулей в качестве основы СВЧ блока радиометра, позволяет создать сравнительно не дорогой СВЧ радиометрический комплекс, предназначенный для поляризационных исследований атмосферы с осадками, обладающий достаточно высокими характеристиками.

В.А. Усенко, М.Д.Савенок, А.С. Спирин
Научный руководитель: преподаватель М.А.Староверов
*Государственное бюджетное образовательное учреждение среднего
профессионального образования Владимирской области "Муромский техникум
радиоэлектронного приборостроения"*
г.Муром, ул. Комсомольская, д. 55
E-mail: mtrp@narod.ru

Использование программаторов в техническом обслуживании и ремонте радиоэлектронной техники

Программатор — аппаратно-программное устройство, предназначенное для записи/считывания информации в постоянное запоминающее устройство (однократно записываемое, ПЗУ, внутреннюю память микроконтроллеров).

Программатор позволяет программировать микросхемы памяти 24Схх, определять ёмкость и прошивку микросхем серии 24ХХ, программировать микроконтроллеры PIC, и автоматически определять тип программируемого микроконтроллера.

Программатор предназначен для программирования микроконтроллеров и микросхем памяти.

Программатор состоит из печатной платы на которой установлены все необходимые элементы и разъемы и соединительного кабеля.

Подключение программатора производится к последовательному порту компьютера COM, от которого производится питание и управление его работой.

Микроконтроллеры вставляются в сокет и прошиваются с помощью ПК и программы IC Prog.

Микросхемы памяти 24 серии используются во многих бытовых устройствах: телевизорах, DVD-проигрывателях, в устройствах автоматики, и т.д.

Из-за различных причин программы стираются или повреждаются, что приводит к полной или частичной не работоспособности оборудования. Для восстановления работы необходимо использования программатора, который восстанавливает прошивку.

PIC контроллеры позволяют реализовать различные диагностические измерительные приборы при минимальных материальных и временных затратах, например генератор видео сигнала, для проверки видеооборудования.

Е.О. Фоменкова
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент М.А. Амелина
Национальный Исследовательский Университет «МЭИ» в г. Смоленске
214013 г. Смоленск, Энергетический проезд, д. 1
E-mail: katuska067@gmail.com

Модель импульсного стабилизатора напряжения на основе двухтактного мостового инвертора в режиме управления Voltage Mode

В настоящее время широкое распространение получили источники питания с импульсной стабилизацией. Их преимуществом является высокий КПД и хорошие массогабаритные показатели. Двухтактные преобразователи образуют класс устройств, технические показатели которых значительно лучше, чем у однотактных схем [1].

Двухтактный мостовой преобразователь напряжения (Full Bridge) вобрал в себя все достоинства, свойственные схемам Half Bridge и Push Pull конвертеров:

- одна первичная обмотка трансформатора;
- ток, проходящий через открытые ключи вдвое меньше, чем в полумостовой схеме;
- не требуется подключение демпфирующих цепей для устранения выбросов на запираемом транзисторе.

На этапе проектирования импульсных источников питания важным элементом является их имитационное моделирование, позволяющее оценить возможности готового изделия и предотвратить выход из строя дорогостоящих деталей. Рассмотрим процесс создания модели импульсного стабилизатора напряжения на 28 В с режимом управления Voltage Mode (VM) на основе двухтактного мостового инвертора в программе схемотехнического анализа Micro-Cap.

Режим управления VM — непосредственное широтно-импульсное регулирование относительной длительности проводящего состояния силового ключа. Для создания импульсного стабилизатора напряжения, работающего в этом режиме, необходимо скорректировать разомкнутую систему так, чтобы она удовлетворяла критериям устойчивости и обеспечивала заданные показатели качества стабилизатора в статике и в динамике. Исследование устойчивости системы проводится при включении в систему стабилизации непрерывной модели силовой части (преобразователя постоянного напряжения). Такие модели имеются в составе программы Micro-Cap [2]. В этом случае путем использования частотного анализа (АС) в среде соответствующей программы моделирования автоматически получаются АЧХ и ФЧХ непрерывной модели системы, линеаризованной в окрестности номинального режима. По ним методами линейной теории автоматического управления производится синтез необходимых корректирующих цепей — звена Type 3 с необходимыми параметрами.

В рассматриваемом стабилизаторе при рассчитанных по приведенной выше методике параметрах корректирующего звена запас по фазе на частоте единичного усиления составил 42° , что говорит об устойчивости системы.

Для проверки функционирования стабилизатора с рассчитанными параметрами на уровне полной имитационной модели необходима модель ШИМ-контроллера. Для этой цели использовался библиотечный компонент программы Micro-Cap FULL_VM из серии моделей обобщенных ШИМ-контроллеров Кристофа Бассо [2]. Таким образом, полная имитационная модель импульсного стабилизатора напряжения (рис. 1) состоит из мостового инвертора, силового трансформатора, выпрямителя, сглаживающего LC-фильтра, делителя выходного напряжения Rupper-Rlower, ШИМ-контроллера X2 с внешними цепями коррекции для сигнала обратной связи.

В процессе выхода на установившийся режим стабилизатора зачастую наблюдаются большие перерегулирования тока дросселя и выходного напряжения, следовательно, в реальном стабилизаторе придется использовать схему плавного пуска и/или защиты по току ключа. В используемом ШИМ-контроллере для режима Voltage Mode предусмотрена защита по току силового ключа. Для ее реализации использовался датчик тока, построенный на элементах Rs-E1-C7-R10 (рис. 1).

Модель силовой части стабилизатора была усложнена с помощью замены идеальных ключей на MOSFET-транзисторы IRF720. Сердечник трансформатора выбирался из материала N87 с параметрами, рассчитанными в программе EPCOS Magnetic Design Tool. Также было введено паразитное сопротивление конденсатора фильтра и дросселя.

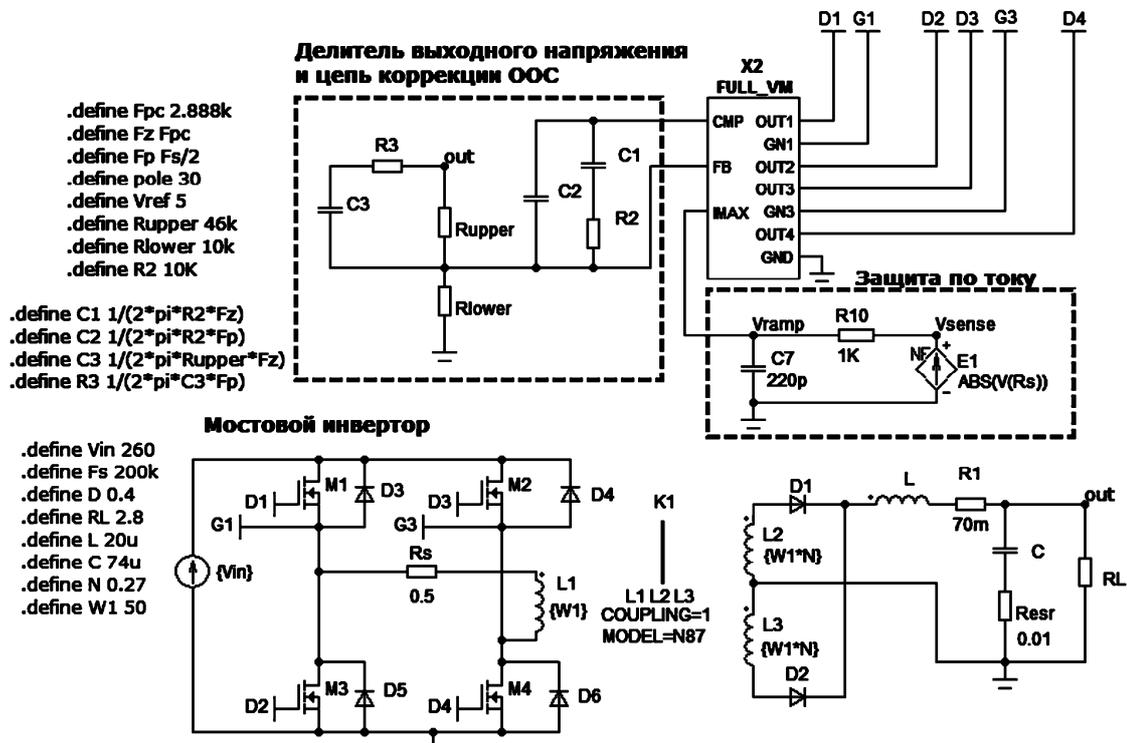


Рис. 1. Импульсный стабилизатор напряжения на основе мостового инвертора в режиме управления VM

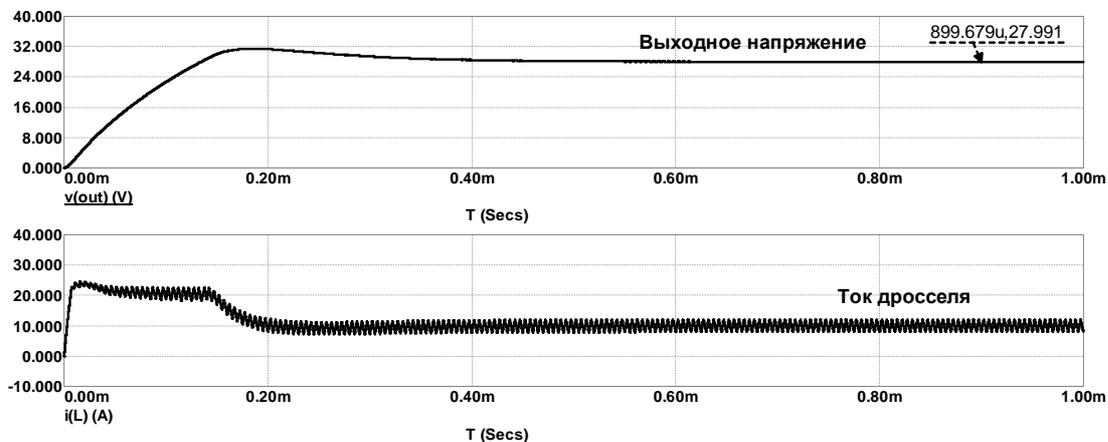


Рис. 2. Выходное напряжение стабилизатора и ток дросселя при пуске

Пусковая характеристика стабилизатора (рис. 2), снятая в режиме анализа TRANSIENT при нулевых начальных условиях, показывает, что по окончании переходного процесса напряжение устанавливается равным заданному значению $V_{OUT}=28$ В. Таким образом, рассмотренная имитационная модель импульсного стабилизатора показывает правильность проектирования и расчета основных узлов источника питания и может быть использована также в учебных и исследовательских целях.

Литература

1. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005.- 632 с.
2. Christophe P. Basso Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs @ McGraw-Hill, 2008.

Д. А. Фонин
Научный руководитель: преподаватель С.В.Мышляков
*Государственное бюджетное образовательное учреждение среднего
профессионального образования Владимирской области "Муромский техникум
радиоэлектронного приборостроения"*
г. Муром, ул. Комсомольская, д. 55
E-mail: mtrp@narod.ru

Лабораторный стенд - «Радиопередающие устройства»

Цель работы Разработка и изготовление лабораторного стенда по дисциплине «Радиопередающие устройства».

В данной работе разработана конструкция и изготовлен лабораторный стенд для проведения лабораторных работ по дисциплине «Радиопередающие устройства». Произведены расчёты основных технических элементов стенда, выбрана и обоснована структурная и электрическая схемы стенда. Написаны методические указания для проведения лабораторных работ.

Целями данной работы является разработка стенда по дисциплине «Радиопередающие устройства» предназначенного для выполнения комплекса лабораторных работ без дополнительных средств измерения, а так же совершенствование учебной базы техникума.

Достоинством стенда является его бюджетность при достаточно высоких технических характеристиках.

Схемы собрана на полупроводниковых приборах и ИМС. Каждый функциональный узел выполнен на отдельной печатной плате.

В состав стенда входят устройства:

1. Задающий генератор.
2. Генератора с внешним возбуждением.
3. Амплитудного модулятор.
4. Оконечного усилителя мощности.
5. Простая и сложная схемы выхода передатчика.
6. Генератор синусоидальных напряжений.
7. Генератор пилообразных напряжений.
8. Источник питания..
9. Универсальный вольтметр DT- 831.
10. Нагрузка (эквивалент антенны).

Лабораторный стенд позволяет осуществлять диагностирование работоспособности отдельных узлов передатчика.

Исследование параметров устройств, стенда возможно при подключении осциллографа и вольтметра к специально выведенным контрольным гнездам на горизонтальную панель.

Д. А. Фонин
Научный руководитель: преподаватель С.В.Мышляков
*Государственное бюджетное образовательное учреждение среднего
профессионального образования Владимирской области "Муромский техникум
радиоэлектронного приборостроения"*
г. Муром, ул. Комсомольская, д. 55
E-mail: mtrp@narod.ru

Лабораторный стенд. Настройка и регулировка радиоприемного устройства

Цель работы Разработка и изготовление комплекта лабораторных стендов по дисциплинам «Радиотелевизионная аппаратура» и «Радиоприемные устройства».

Лабораторные стенды ориентированы для изучения и проведения лабораторных работ по дисциплинам «Радиотелевизионная аппаратура» и «Радиоприемные устройства» для специальностей «Техническое обслуживание и ремонт радиоэлектронной техники» и «Радиоаппаратостроение».

В стенд входят составные части радиоприемного устройства бытового назначения

- блок высокой частоты (входная цепь, усилитель высокой частоты, преобразователь частоты, гетеродин);
- Блок усилителя промежуточной частоты;
- детектор;
- автоматическая регулировка усиления;
- усилитель низкой частоты;
- оконечное устройство.

В состав одного комплекта входит от одного до пяти стендов настройки и регулировки и общего для них источник питания.

Стенды позволяют исследовать, настраивать и регулировать, как составные части радиоприемного устройства, так и его в целом.

В результате проведения лабораторных работ студент получит представления о показателях качества, основных проблемах и перспективах развития бытовой радиоприемной аппаратуры, узнает технические характеристики, принцип действия типовых элементов, каскадов и узлов радиоприемных устройств.

Стенд выполнен по модульному принципу с использованием полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.

Л. Фролова
 Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Е.А. Жиганова
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: rt@mivlgu.ru

Разработка математической модели нелинейного элемента при воздействии бигармонического сигнала

Если разность частот сигналов воздействующих на нелинейный элемент НЭ существенно меньше частоты основного сигнала, то появляются интермодуляционные колебания ИМК, попадающие в полосу основного сигнала. Поэтому сумму входного и помехового сигналов можно считать узкополосным сигналом. При анализе нелинейных устройств при воздействия узкополосного сигнала, применим метод комплексной огибающей.

Комплексную огибающую входного сигнала НЭ можно представить в виде

$$\dot{i}(t) = U(t) \exp\{j\varphi(t)\},$$

где $U(t)$ – амплитуда комплексной огибающей входного сигнала, $\varphi(t)$ – фаза комплексной огибающей входного сигнала.

С использованием функций Бесселя ранее была разработана математическая модель комплексной огибающей выходного сигнала НЭ в узкой полосе частот

$$\dot{i}(t) = 2e^{j\varphi(t)} \cdot \sum_{m=0}^M \left[a_m I_1(mU(t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(mU_0) \right]. \quad (1)$$

Использование выражения (1) для анализа работы любого безинерционного нелинейного устройства при воздействии комплексной огибающей входного сигнала позволяет описать его выходной сигнал в узкой полосе частот в комплексном виде и анализировать только те составляющие спектра, которые попадают в спектр информационного сообщения, т.е. спектр первой гармоники входного сигнала.

Но это выражение не дает возможности представить, что именно попадает в спектр узкополосного сигнала и действительно ли в этом спектре находятся только нечетные разностные порядки ИМК.

В данной работе входной сигнал был представлен в виде бигармонического сигнала

$$u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t.$$

Проходная характеристика была аппроксимирована с помощью полиэкспоненциальной аппроксимацией с положительными знаками показателей степени ПЗА ПЗ вида

$$i(t) = \sum_{m=0}^M a_m e^{m(U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t) + mU_0}, \quad (2)$$

где U_0 – напряжение смещения НЭ.

При разложении (2) в ряд с использованием модифицированных функций Бесселя и его упрощении путем исключения постоянной составляющей, составляющих второго и более высоких порядков гармоник основного сигнала и суммарных и четных ИМК была получена математическая модель выходного сигнала в узкой полосе частот

$$i(t) = 2 \sum_{m=0}^M a_m \cdot \sum_{n=0}^N [I_n(mU_1) \cdot I_{n+1}(mU_2) \cdot \cos(n\omega_1 - (n+1)\omega_2)t + I_{n+1}(mU_1) \cdot I_n(mU_2) \cdot \cos((n+1)\omega_1 - n\omega_2)t] \cdot \sum_{p=-\infty}^{+\infty} I_p(mU_0) \quad (3)$$

Спектры узкополосных выходных сигналов, построенных с помощью математических моделей (1) и (2) выглядят одинаково, но, в отличие от первой модели, вторая дает возможность еще до ее практического использования наглядно увидеть – какие именно спектральные составляющие будут участвовать в создании спектра узкополосного сигнала НЭ.

Из разработанной математической модели видно, что спектр узкополосного сигнала содержит нечетные разностные порядки ИМК $n\omega_1 - (n+1)\omega_2$ и $(n+1)\omega_1 - n\omega_2$.