

## РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.376

КУЛИК М.В., ассистент  
СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

### РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

**Введение.** Современный частотно-управляемый асинхронный привод в основном строится по схеме «питающая сеть – выпрямитель – трёхфазный автономный инвертор напряжения (АИН) – асинхронный двигатель (АД)». АИН преобразовывает постоянное напряжение в трёхфазное, регулируемое по частоте и действующему значению напряжения. Силовая часть АИН строится на основе тиристоров или же полноуправляемых силовых ключей (IGBT или MOSFET транзисторов). Для регулирования частоты и действующего значения напряжения применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [1]. Управление силовыми ключами АИН осуществляет по определённому алгоритму специальный управляющий контроллер [2].

В настоящее время для улучшения формы выходного напряжения строятся многоуровневые АИН (рис.1). Один из способов построения многоуровневых инверторов основан на последовательном соединении 1-фазных H-мостовых ячеек, как показано на рис.1. Одно из основных преимуществ многоуровневого преобразователя состоит в возможности масштабирования рабочего напряжения и мощности с помощью соединения определенного количества H-мостов [3].

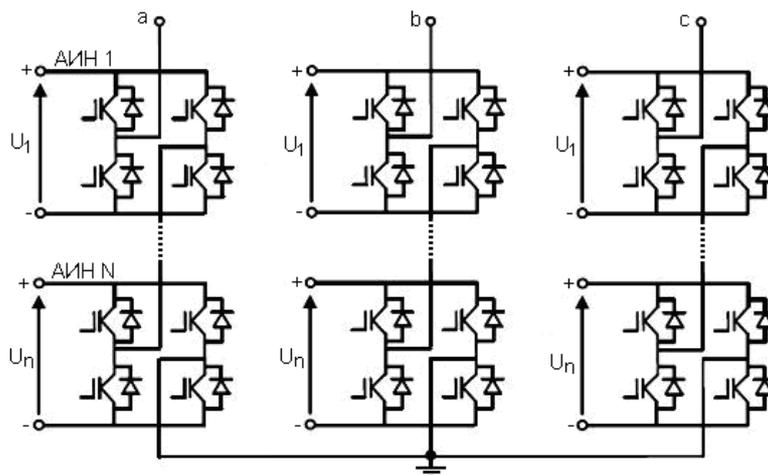


Рисунок 1 – Упрощенная (без входных цепей) структурная схема каскадного многоуровневого АИН

**Постановка задачи.** Целью данной работы является разработка и исследование режимов работы системы управления АИН, формирующей двухуровневую ШИМ.

**Результаты работы.** Для разработки и исследования АИН рассмотрим двухуровневый инвертор (рис.2), формирующий 12 широтно-импульсных сигналов для двухуровневого силового модуля, собранного на IGBT транзисторах.

Система управления АИН построена на основе двух микроконтроллеров (рис.2), формирующих подсистему управления преобразователем и подсистему анализа и визуализации данных. Такое разделение позволило независимо разработать модульную

структуру преобразователя с повышенной отказоустойчивостью и быстродействием [2].

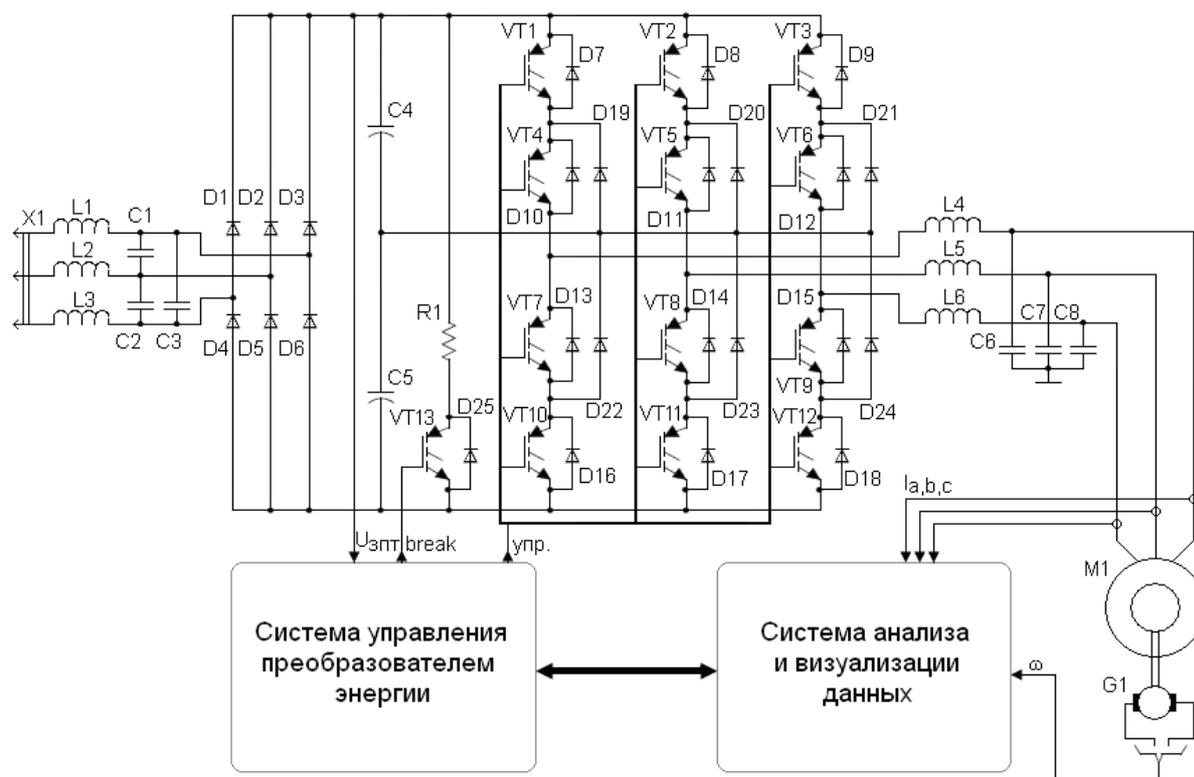


Рисунок 2 – Двухуровневый преобразователь напряжения с нерегулируемым выпрямителем

Блок-схема системы управления преобразователем частоты с нерегулируемым выпрямителем представлена на рис.3. Управляющим звеном в данной схеме является система контроля и управления ШИМ генераторами, которая, взаимодействуя с системой анализа и контроля данных, выбирает режим работы преобразователя, подсчитывает коэффициенты формирования ШИМ сигналов и отслеживает все сигналы ошибок работы.

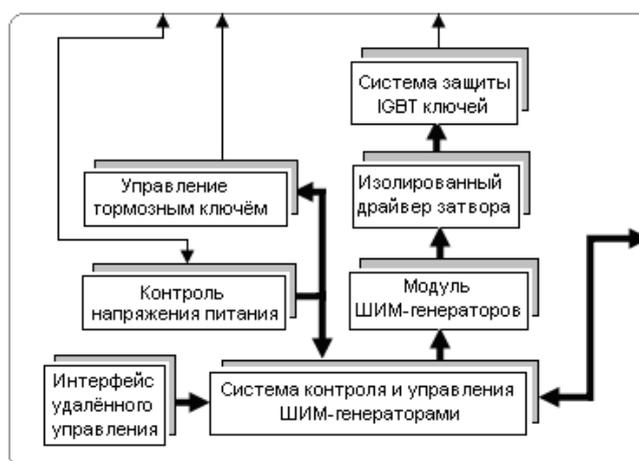


Рисунок 3 – Преобразователь частоты с нерегулируемым выпрямителем

Сформированные сигналы управления ШИМ генераторами поступают в соответствующие счётчики и, если разрешено выполнение и формирование импульсов, то запускают подпрограммы счёта импульсов.

Сформированные сигналы поступают на блок контроля случайных импульсов и формирования защитного интервала между открытиями верхнего и нижнего IGBT транзистора каждой фазы. Данный блок по значениям параметров применяемых модулей, формирует импульсы открытия с учётом специфики IGBT транзисторов в модуле, защищая преобразователь энергии от сквозных токов, протекающих в случае, если время между поочерёдными открытиями транзисторов выбрано неверно.

Разделив блок формирования ШИМ импульсов на блок генерации ШИМ и блок формирования защитного интервала, мы добиваемся возможности применения любых IGBT транзисторов без изменения алгоритма работы системы формирования и автоматического подбора параметров управления ШИМ генераторами для надёжного открытия силовых транзисторов.

Отдельно на блок формирования коэффициентов ШИМ сигналов поступают данные о текущем токе, протекающем через инвертор. Такая необходимость связана с формированием двойной системы защиты, так как все данные параметров работы преобразователя поступают в систему контроля и анализа данных, и в данной системе уже формируются режимы работы и выполняется определённая команда над преобразователем (стоп, реверс, изменение скорости, изменение максимального тока в фазе), но в случае пробоя силового транзистора или выхода из строя компонентов преобразователя формирование аварийного завершения работы и отключение узлов будет иметь большее время отклика в связи с модульной структурой системы.

Отдельным узлом блока ШИМ сигналов является формирование сигнала работы тормозного ключа (рис.2), служащего защитным звеном от превышения напряжения питания в силовой цепи преобразователя. Данный блок представляет собой отдельный независимый модуль, включающий в себя блок генератора ШИМ сигнала управления и систему сравнения напряжения питания преобразователя. Данные о работе данного блока поступают от системы контроля и управления ШИМ генераторами преобразователя энергии совместно с общими данными состояния устройства. В связи с модульностью структуры математическую обработку выполняет система анализа и контроля данных, освобождая основной процессор. Благодаря этому формирование импульсов становится независимым от потока данных и обеспечивает бесперебойный режим работы с гарантированной загрузкой процессора ниже его максимально возможной. Учитывая, что большинство операций при формировании ШИМ сигналов происходит асинхронно, использование системы прерываний позволяет добиться большого быстродействия при гарантированно незагруженном режиме работы микроконтроллера.

Таким образом, модульная система работы преобразователя позволила снизить нагрузку на систему обработки данных и, используя симметричное мультипроцессирование режима работы, построить систему инвертора, обеспечивающую надёжную работу по алгоритму любой сложности.

Для контроля работы АИН и формирования режимов работы ШИМ предлагается использовать подсистему контроля и визуализации, разработанную в [4]. Основным назначением данной системы является задание режима работы преобразователя, отслеживание сигналов ошибки, формирование заданного закона изменения скорости вращения асинхронного двигателя, сбор и анализ полученных данных с возможностью их дальнейшей обработки на персональном компьютере.

На рис.4 представлена блок-схема данной системы, включающая в себя основные блоки, используемые для управления преобразователем и обработки данных.

Ввод данных и команд для взаимодействия с преобразователем выполняется с

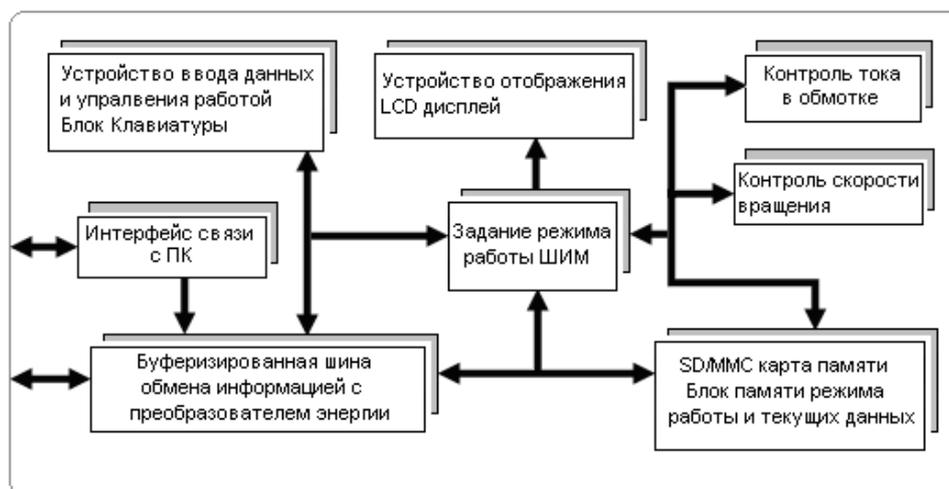


Рисунок 4 – Система анализа и визуализации данных

помощью клавиатуры, расположенной в блоке ввода данных, и по общей шине передаётся в главный узел задания режима работы ШИМ, а также синхронно в буфер обмена информацией с преобразователем. Двойственность отправки данных позволяет синхронно строить закон изменения режимов работы преобразователя и выполнять команды, реакция на которые должна быть незамедлительной (такие команды, как изменение максимального тока в фазе или же аварийное завершение работы).

Особенностью отлаженных программ системы управления и взаимодействия генераторов формирования ШИМ является использование нескольких микроконтроллеров, отдельно для системы управления и для силовой части, а также системных API защиты оперативной памяти от некорректно написанного программного обеспечения или же в случае возникновения ошибки переполнения памяти поступающими данными. Вся область памяти поделена на сектора фиксированного объёма, а в операционной системе хранится таблица занятых участков и адреса прикладных программ, которым эти участки памяти принадлежат. Так, например, при получении новой порции данных с аналогово-цифровых датчиков прикладная программа обращается к операционной системе за получением свободных участков в оперативной памяти для обработки поступающих данных.

Такой подход позволяет создавать единую систему для различных архитектурных решений микроконтроллеров с различными объёмами оперативной памяти и написание алгоритмов работы вне зависимости от выбранного аппаратного обеспечения (типа микроконтроллера, его характеристик и внешнего набора периферийных устройств).

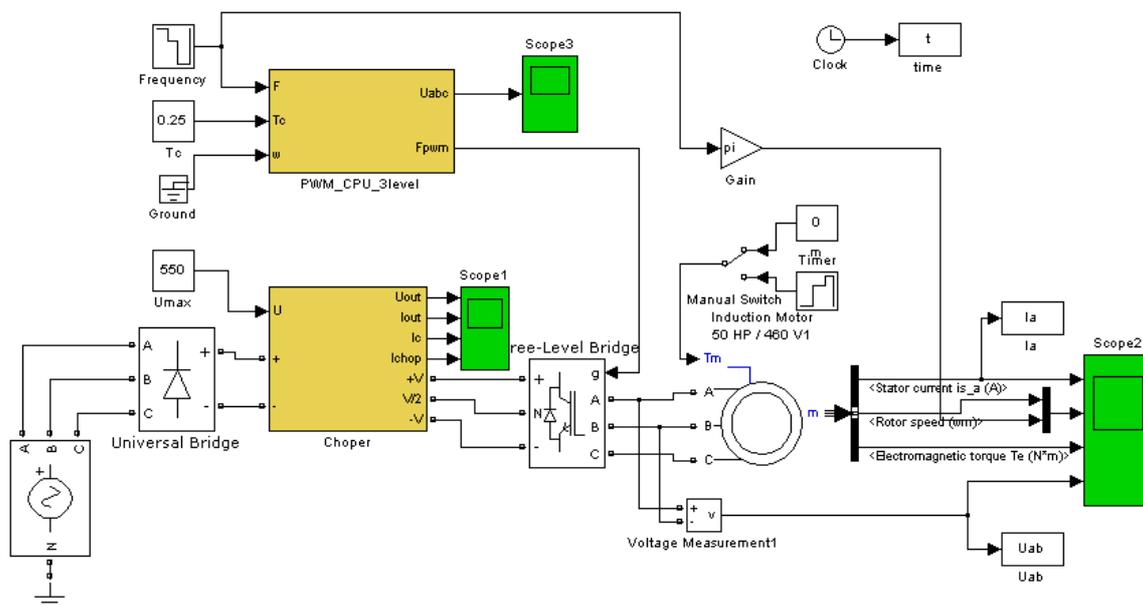
Для исследования режимов работы системы многоуровневый АИН – АД была создана имитационная модель преобразователя в среде MatLab (рис.5).

Модель включает в себя блоки управления ШИМ, источник питания, силовые IGBT модули и асинхронный электродвигатель типа 4AA63A4Y3. Полученные данные в результате моделирования отображаются в блоках Scope.

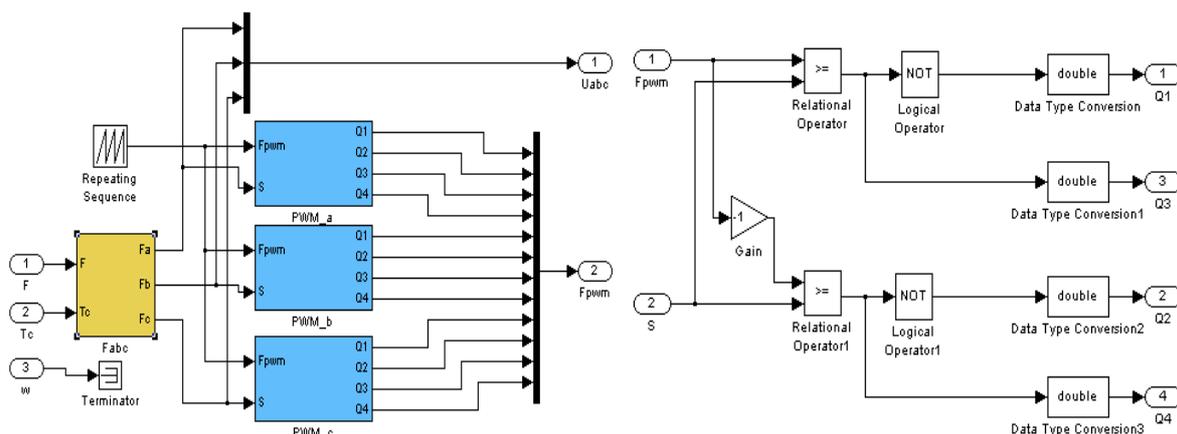
Система управления автономного инвертора в модели представлена блоками PWM\_CPU\_3level (рис.5, а) и Chopер. Он включает в себя блок формирования синусоидального трёхфазного напряжения с заданной частотой и амплитудой (блок Fabc), использующий формирование линейно-частотной модуляции [2]; генераторы формирования ШИМ сигналов фаз, представленные блоками PWM\_a, PWM\_b, PWMc.

Частотой ШИМ сигнала управляет задающий генератор пилообразного сигнала (рис.5, б), формируя в блоках PWM 12 сигналов управления силовыми IGBT транзисторами с заданными параметрами скорости вращения асинхронного двигателя.

Сформированные сигналы фаз поступают на блоки преобразования их в ШИМ-импульсы с заданной частотой и заполнением. Разработанный блок формирования двухуровневой ШИМ представлен на рис.5, в. В данном блоке формируется наложение сигналов фаз на пилообразный сигнал с заданной частотой, обозначаемой как  $F_{pwm}$ . Если сигнал больше или равен значению напряжения  $F_{pwm}$ , то единичный уровень поступает на верхний IGBT ключ силового модуля (транзистор VT1 на рис.1), если же сигнал отрицательный – то на нижний транзистор (VT10). Одновременно с этим формируются противофазные ШИМ для инвертированной пилы  $-F_{pwm}$ , позволяя задавать режим отключения нижнего и верхнего ключа VT4 и VT7 силового модуля.



а) модель системы АИН – АД



б) модель системы управления АИН      в) модель широтно-импульсного модулятора

Рисунок 5 – Модель двухуровневого АИН с микроконтроллерным управлением

Сформированные PWM блоками сигналы подаются на IGBT модуль преобразователя энергии и далее, сформированные модулем напряжения, поступают на асинхронный двигатель.

Данная модель позволяет исследовать алгоритм работы АИН и переходные характеристики АД. На рис.6 представлены результаты моделирования управления пуска асинхронного двигателя 4АА63А4У3 с последующим переходом на пониженную скорость. Как видно из рис.6, во время плавного пуска с применением линейно-частотной модуляции (ЛЧМ) задаётся пусковой ток на уровне  $0,4I_H$ .

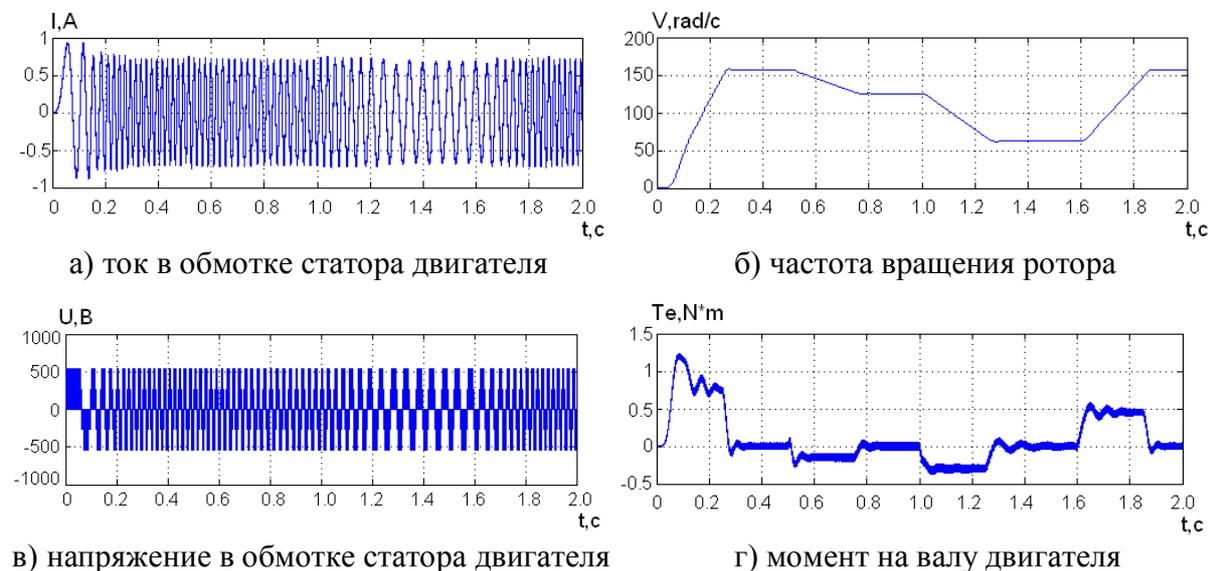


Рисунок 6 – Переходные характеристики асинхронного двигателя 4АА63А4У3

### Выводы.

1. Разработанная виртуальная модель системы АИН – АД с ЛЧМ позволяет получить управляемые переходные процессы с заданными качественными показателями, а также исследовать алгоритмы работы инвертора и переходные характеристики АД, разработать микроконтроллерную систему управления, формирующую двухуровневую ШИМ.

2. Особенностью разработанной и исследованной системы АИН – АД является использование нескольких микроконтроллеров – отдельно для системы управления и для силовой части, а также системных API для защиты оперативной памяти от некорректно написанного программного обеспечения или возникновения ошибки переполнения памяти поступающими данными.

3. Созданная модель АИН в среде MatLab позволяет отладить программное обеспечение для системы управления и взаимодействия генераторов формирования ШИМ в двухпроцессорной системе, разработать программно-аппаратную защиту АД и силовых IGBT ключей от ошибок программного обеспечения путём подачи отрицательного потенциала на затворы силовых транзисторов и отключения АД от источника питания.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Кулик М.В. Преобразователь напряжения по принципу широтно-импульсного управления / Кулик М.В., Сьянов А.М. // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2008. – Выпуск 1(9). – С.153-159.
2. Кулик М.В. Модель преобразователя энергии с линейно-частотной модуляцией / Кулик М.В., Сьянов А.М., Манукян А.С. // Проблемы автоматизированного электропривода: теория и практика: материалы междунар. конф. – Харьков, 2010. – Выпуск 1. – С.267-269.

3. Шавёлкин А.А. Каскадные многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими характеристиками / А.А.Шавёлкин // Технічна електродинаміка: наук.-прикладний журнал. – Київ. – 2010. – Ч. 1. – С.65-70.
4. Кулик М. В. Система управління перетворювачем енергії з використанням модуля ркі / Кулик М.В., С'янов О.М., Манукян О.С. // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2009. – Выпуск 1(11). – С.163-165.

Поступила в редколлегию 03.05.2012.

УДК 621.391

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м.н., доцент  
КУЛИК М. В., ассистент  
СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

### ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ С ФАЗОВЫМИ ВРЕЗКАМИ И ИХ ОСОБЕННОСТИ

**Введение.** Цифровые сигналы при всех их достоинствах имеют один существенный недостаток – низкую спектральную эффективность. Так, например, этот недостаток затормозил возникновение цифрового телевидения более чем на пол века, до тех пор, пока не были разработаны алгоритмы информационного сжатия. По нашему мнению, такая ситуация сложилась вследствие традиционного подхода, перенесенного из аналоговых систем передачи информации и интерпретации фурье-спектров.

**Постановка задачи.** Рассмотрим сигнал, представляющий собой сумму двух гармонических колебаний с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Результатом, как известно, является так называемое биение, то есть сигнал с гармонической огибающей частотой, равной разности  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , и гармоническим заполнением с частотой, равной полусумме  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Причём, если амплитуды слагаемых одинаковы, то амплитуда огибающей переходит через ноль. В любом случае, либо в точке перехода через ноль, либо в минимуме размаха огибающей происходит скачок фазы на  $\pi$ . Если попытаться выделить данный сигнал с помощью частотно-селективного устройства (ЧСУ), настроенного на частоту, равную  $(\omega_1 + \omega_2)/2$ , то результат будет отрицательный, хотя в линии связи, например воздушной, присутствует колебание именно этой частоты. Как ни странно, на первый взгляд, для того, чтобы выделить этот сигнал, необходимо иметь два ЧСУ, настроенные на  $\omega_1$  и  $\omega_2$  соответственно, и просуммировать полученные сигналы или использовать одно широкополосное ЧСУ, в полосу пропускания которого будут входить  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Если же подать сигнал биений на устройство, лишённое частотной селективности, например осциллограф, то этот сигнал полностью отобразится на экране.

Таким образом, фурье-спектр сигнала является скорее свойством, которое определяет характер отклика на этот сигнал ЧСУ и проявляется именно в процессе взаимодействия сигнала с ним. То есть, перспективные исследования могут заключаться в разработке сигналов, определённым образом сопряжённых с соответствующими ЧСУ. Кроме того, следует учесть, что в цифровых системах передачи информации вовсе не обязательно сохранять форму сигнала – важна максимально достоверная идентификация поступления «1» или «0». Если указанное сопряжение игнорировать, то, как показано, например в [1], максимальная символьная скорость цифрового потока связана с шириной полосы, занимаемой каналом, простым соотношением  $F_{\max} \approx 1,5 * \Delta f$ . Во-

обще же, приближенно можно считать, что в этом случае символьный поток приблизительно равен ширине спектральной полосы, занимаемой сигналом.

Как следует из изложенного выше, задача заключается в синтезе сигнала, переносящего цифровую информацию и взаимодействующего с ЧСУ таким образом, что спектральная полоса канала может оказаться существенно меньше, чем величина символьной скорости потока, то есть совпадение ширины полосы, занимаемой каналом, и ширины спектра сигнала не обязательно.

**Результаты работы.** Очевидно, максимальной спектральной эффективностью обладает гармонический сигнал, но такой сигнал не переносит информацию. Амплитудная манипуляция такого сигнала, как сказано выше, спектрально неэффективна, то же самое относится к фазовой манипуляции и её разновидностям. Можно предположить, что оптимальным вариантом является сочетание гармонической несущей и периодического кратковременного фазового возмущения в виде своеобразной фазовой врезки – вставки (ФВ), то есть предполагаемый сигнал может состоять из сравнительно длинной опорной части (ОЧ) и кратковременной ФВ. После окончания интервала ФВ текущей позиции сигнала необходимо восстановление (возврат) фазы ОЧ последующей позиции сигнала. Такой возврат необходим для поддержания состояния колебаний в резонансе для ЧСУ любого типа – с рассредоточенными параметрами (колебательный контур) или рассредоточенными параметрами (резонатор). ФВ при этом играет роль носителя информации – информационная часть сигнала. Эта часть выбирается кратковременной по отношению к ОЧ с тем, чтобы фазовый скачок существенно не повлиял на состояние колебаний в ЧСУ. Остаётся сделать выбор величины фазового скачка. Вообще говоря, эта величина может быть любой, однако для максимального фазового различия между ФВ и ОЧ, очевидно, следует остановиться на величинах  $\pi$  или  $\pm\pi/2$  радиан.

Для варианта с  $\pi$  скачком фазовое различие максимально, однако возникают затруднения с кодированием «1» или «0». Так, например, если передача нуля кодируется как пропуск ФВ, то сигнал оказывается критичным к «длинным последовательностям» и восстановлению тактовой частоты сигнала в приёмнике. Предпочтительнее в этом смысле оказывается фазовый скачок  $\pm\pi/2$ . В этом случае передача кодовых позиций «1» или «0» не вызывает затруднений, то же самое относится и к восстановлению тактовой частоты, т.к. ФВ обязательно передаётся в каждой позиции сигнала, то есть такая система является по определению асинхронной. Отсюда же естественным образом вытекает не критичность такого сигнала к «длинным последовательностям».

Для проверки высказанных положений было предпринято моделирование в среде MatLab. В разработанной модели частота несущей выбрана равной 1 МГц.

На рис.1 изображена структура формирователя сигнала «шахматной строки» ФВ, состоящая из генератора несущей (блок Freq), фазовращателя, формирующего сигнал  $\pm\pi/2$  (блок Sdvi3), собственно генератора-формирователя позиции сигнала (ОЧ + ФВ) и формирователя «шахматной строки» (блок Counter). Оставшаяся логическая часть структуры необходима для окончательного формирования сигнала «шахматной строки» ФВ.

На рис.2 представлена структура генератора ФВ, позволяющая получать на выходах 1, 2, 3 соответственно сигнал несущей (ОЧ), сигнал  $+\pi/2$  и  $-\pi/2$ . На рис.3 изображен генератор, позволяющий сформировать сигнал сообщения в виде «шахматной строки», как наиболее удобной для тестирования.

На рис.4 изображен вначале сигнал «шахматной последовательности», а ниже – соответствующий радиосигнал с  $\pm\pi/2$  ФВ.

Теперь необходимо решить задачу сопряжения данного сигнала с ЧСУ, причём таким образом, чтобы релаксационный параметр ЧСУ на взаимодействии его с сигнала-

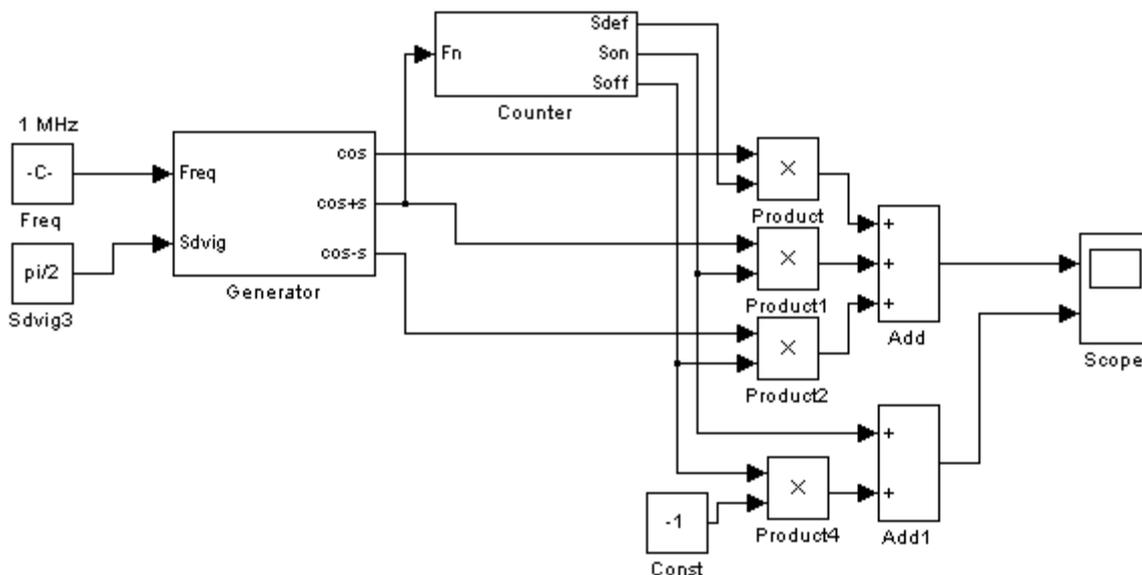


Рисунок 1 – Формирователь сигнала «шахматной строки» с ФВ

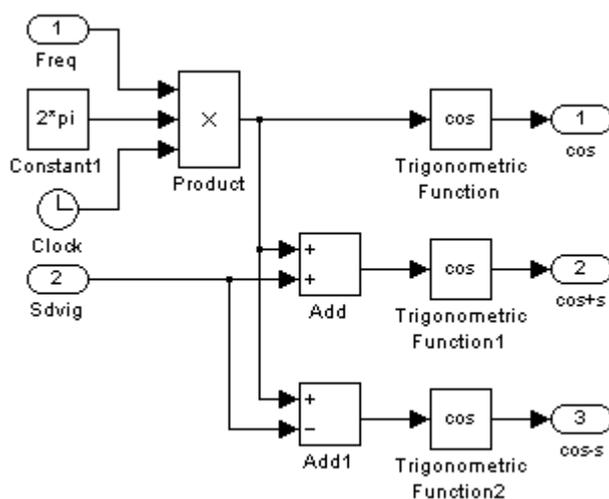


Рисунок 2 – Генератор сигналов ФВ (Generator)

лом не сказывался. Проще всего это сопряжение можно проиллюстрировать, если в качестве ЧСУ использовать обычный колебательный контур, работающий, например, в режиме резонанса токов (параллельный). В этом случае квадратурное соотношение между ФВ и ОЧ удачно сопрягается с квадратурным соотношением токов в ветвях контура и напряжением сигнала, подаваемого на контур –  $+\pi/2$  ФВ проецируется на ток ёмкостной оси векторной диаграммы, а  $-\pi/2$  проецируется на индуктивную ветвь контура, нарушая таким образом баланс токов в ветвях в состоянии резонанса. Этот разностный ток, вызываемый ФВ, можно зарегистрировать с помощью простейшего токового датчика – резистора, включенного последовательно с контуром. При этом, как отмечалось выше, состояние колебаний в контуре практически не изменяется, а сигнал фазовой врезки может быть выделен, то есть влияние релаксационных свойств контура в этом случае исключается.

Проверка этих положений выполнялась так же, как и ранее, путём моделирования в среде MatLab. Структура детектора, основанного на таком взаимодействии сигнала с ЧСУ, состоит из двух функциональных частей – амплитудной (АД) и фазовой

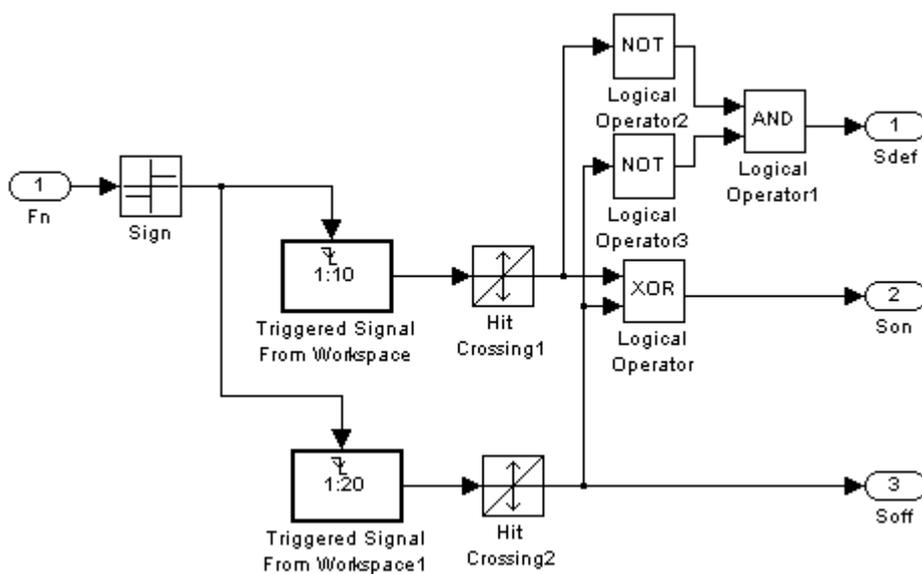
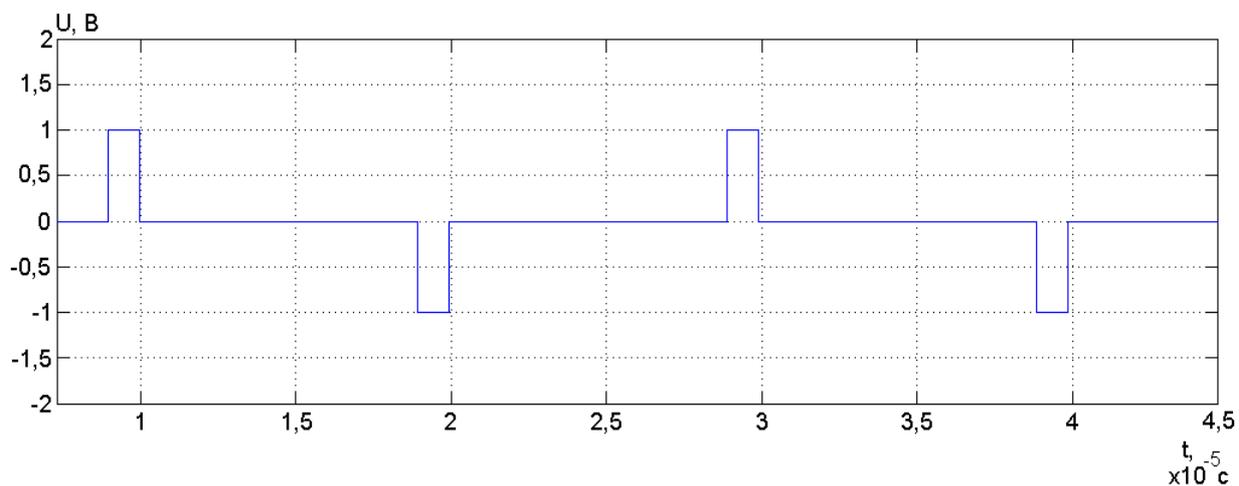
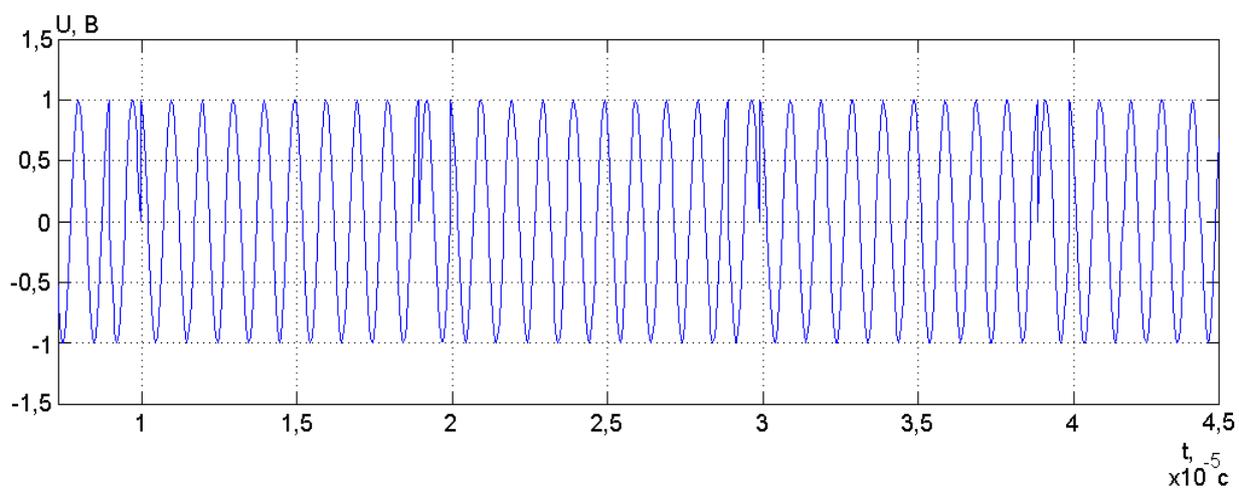


Рисунок 3 – Счётчик для формирователя «шахматной строки»



а)



б)

Рисунок 4 – Сигнал сообщения «шахматной последовательности» и соответствующий радиосигнал с  $\pm\pi/2$  ФВ

(ФД), поскольку токовый сигнал ЧСУ промодулирован по амплитуде и по фазе. Эта структура изображена на рис.5.

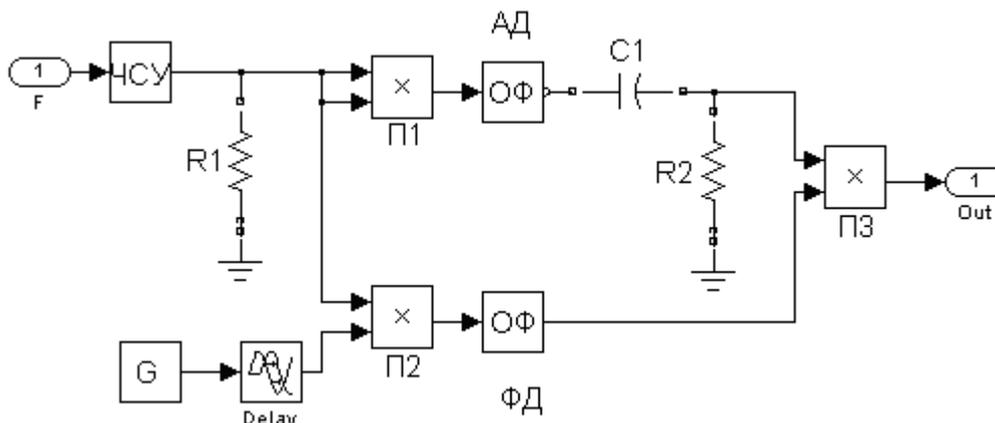


Рисунок 5 – Детектор сигнала с  $\pm\pi/2$  ФВ

Как видно из рис.5, верхняя ветвь представляет собой амплитудную часть, а нижняя – фазовую. Перемножитель П1 является по существу квадратором, с помощью ОФ выделяется огибающая токового сигнала, а переходная RC цепочка удаляет бесполезную постоянную составляющую опорной части. Смысл введения перемножителя П3 заключается в том, что выделенный П2 сигнал ФВ умножается на тактовый однополярный сигнал амплитудной части, так что для опорного фрагмента имеет место практически «умножение на нуль», чем достигается существенное уменьшение влияния на выходной сигнал выбранного канала комбинационных частот соседних каналов.

На рис.6 изображена шахматная последовательность «1» и «0», полученная на выходе детектора для случая резонансной частоты ЧСУ. Как видно, она полностью соответствует сигналу сообщения. Тактовый сигнал может быть легко выделен, например, с помощью простейшего двухполупериодного выпрямителя.

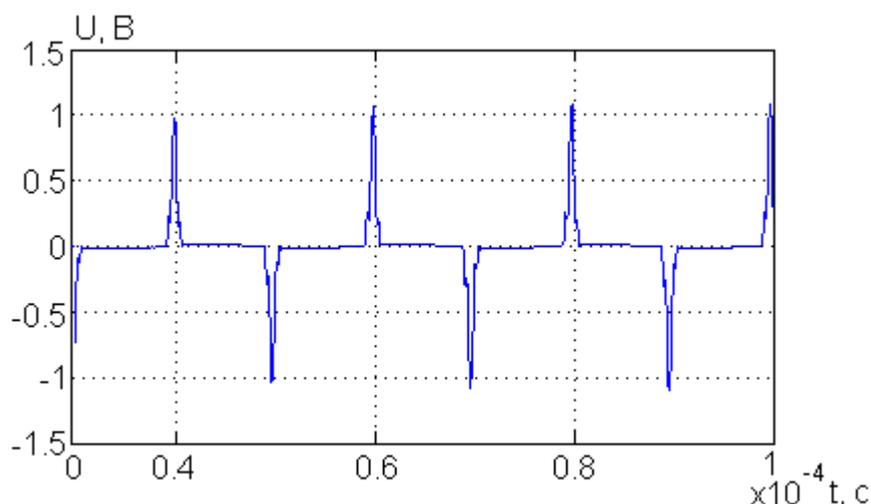


Рисунок 6 – Сигнал «шахматной последовательности» на выходе детектора

**Выводы.**

1. Рассмотрены некоторые особенности взаимодействия сигналов с ЧСУ.
2. Предложен цифровой сигнал с  $\pm\pi/2$  ФВ, не затрагивающий релаксационные свойства ЧСУ.

3. Предложена структура формирователя такого сигнала в среде MatLab.
4. Предложена структура детектора сигнала.
5. Результаты моделирования показали полную идентичность исходного сигнала сообщения и сигнала на выходе детектора на примере «шахматной последовательности» «1» и «0».

## ЛИТЕРАТУРА

1. Рязанцев О.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией / Рязанцев О.В., Кулик М.В. // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2010. – Выпуск 2(15). – С.72-77.

*Поступила в редколлегию 29.05.2012.*

УДК 539.216.2

ТАРАН В.Г., к.ф.-м.н., доцент  
ПРИМАКОВА К.А., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

### ОСОБЕННОСТИ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЫ И ПЕРЕПОЛЯРИЗАЦИИ МОНОКРИСТАЛЛОВ $\text{BaTiO}_3$ , ВЫРАЩЕННЫХ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СКОРОСТЯХ КРИСТАЛЛИЗАЦИИ

**Введение.** Одним из основных направлений практического применения сегнетоэлектриков является разработка устройств, принцип действия которых основан на эффекте полного или частичного переключения (реориентации вектора спонтанной поляризации) [1]. Эти устройства работают в режиме приложения относительно невысоких полей, амплитуда которых обычно колеблется в интервале 0,1-10 значений коэрцитивного поля. К основной группе таких устройств относятся приборы с принципом поляризации на основе собственного переключения (запоминающие устройства с матричной адресацией, сдвиговые резистры, трансполяризаторы и устройства, использующие эффект самопроизвольного обратного переключения). Корреляция величины поляризации с пьезоэлектрическими коэффициентами сегнетоэлектриков служит основой для создания запоминающих устройств, обладающих достаточно быстрым считыванием, частотой до 1 МГц.

**Постановка задачи.** Скорость снижения температуры  $\alpha = \frac{dT}{dt}$  маточного рас-

створа в процессе кристаллизации является фактором влияния на габитус кристаллов [2], реальную структуру получаемых кристаллов (слоистость ростовых двойников, концентрация локальных и линейных дефектов упаковки, а также концентрация примесей растворителя KF). Поэтому исследование влияния скорости кристаллизации  $\alpha$  на доменную структуру, процессы переполаризации и диэлектрические свойства монокристаллов  $\text{BaTiO}_3$  с целью получения монокристаллов с оптимальными характеристиками переключения спонтанной поляризации образцов является задачей актуальной в плане их применения при создании элементов ячеек памяти.

**Результаты работы.** Для исследований использовались кристаллические двойники титана бария, полученные из пересыщенного раствора в расплаве KF, при снижении температуры маточного раствора от 1429 К до 1113 К с автоматическим регулированием скорости снижения температуры  $\alpha$  в пределах от 3,6 К/час до 43 К/час. Время растворения состава варьировалось от 2 до 10 часов. Установлено, что с увеличением скорости кристаллизации  $\alpha$  размеры продуктивных двойников уменьшаются, и возрас-

тает их степень полидоменности, а по толщине образовавшихся пластинок просматриваются выраженные слои роста (рис.1). Проводя травление полученных двойников ВаТіО<sub>3</sub> при температурах выше сегнетоэлектрического фазового перехода, установлено наличие «розеток» травления, свидетельствующих о локальных ростовых дефектах упаковки, концентрация которых увеличивается с возрастанием скорости кристаллизации  $\alpha$ , что представлено на рис.2.

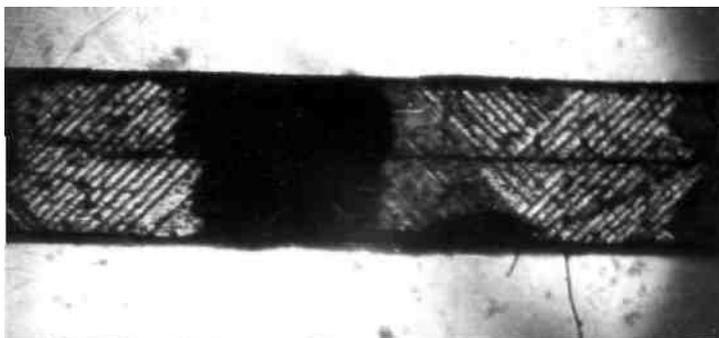


Рисунок 1 – Слоистая структура по толщине пластинки двойника ВаТіО<sub>3</sub> при скорости снижения температуры  $\alpha = 12$  К/час

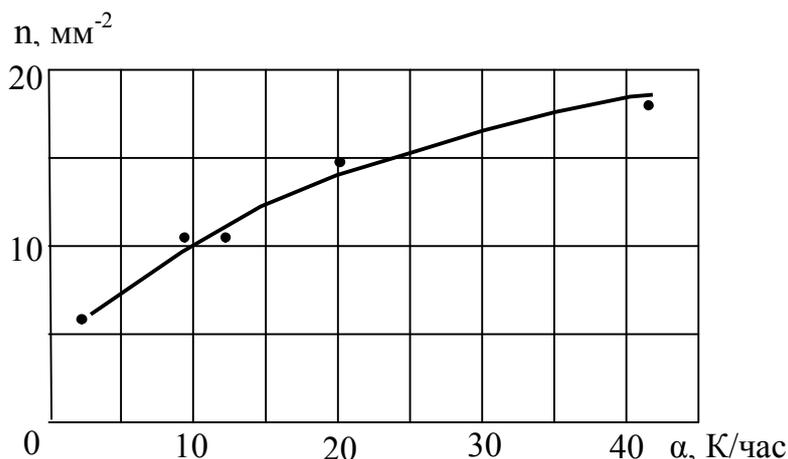
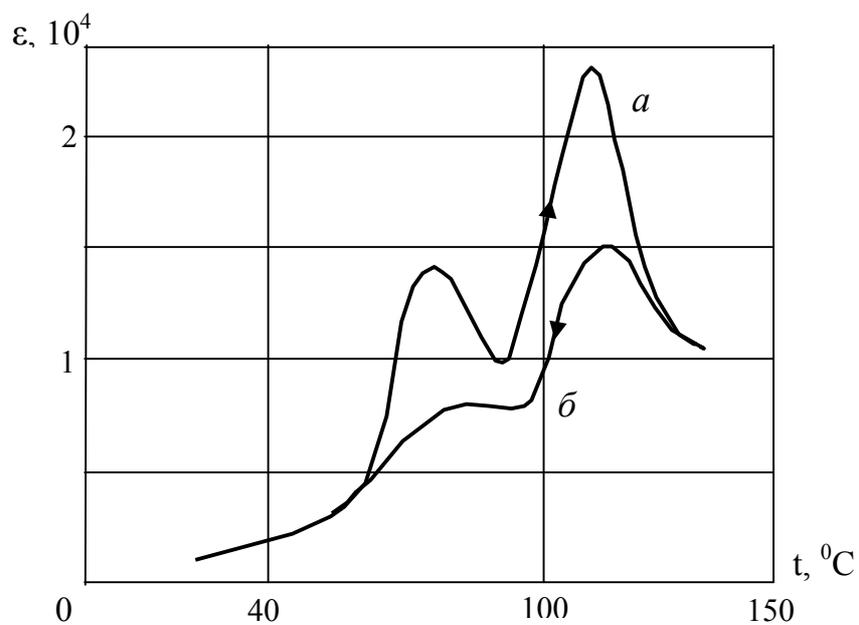


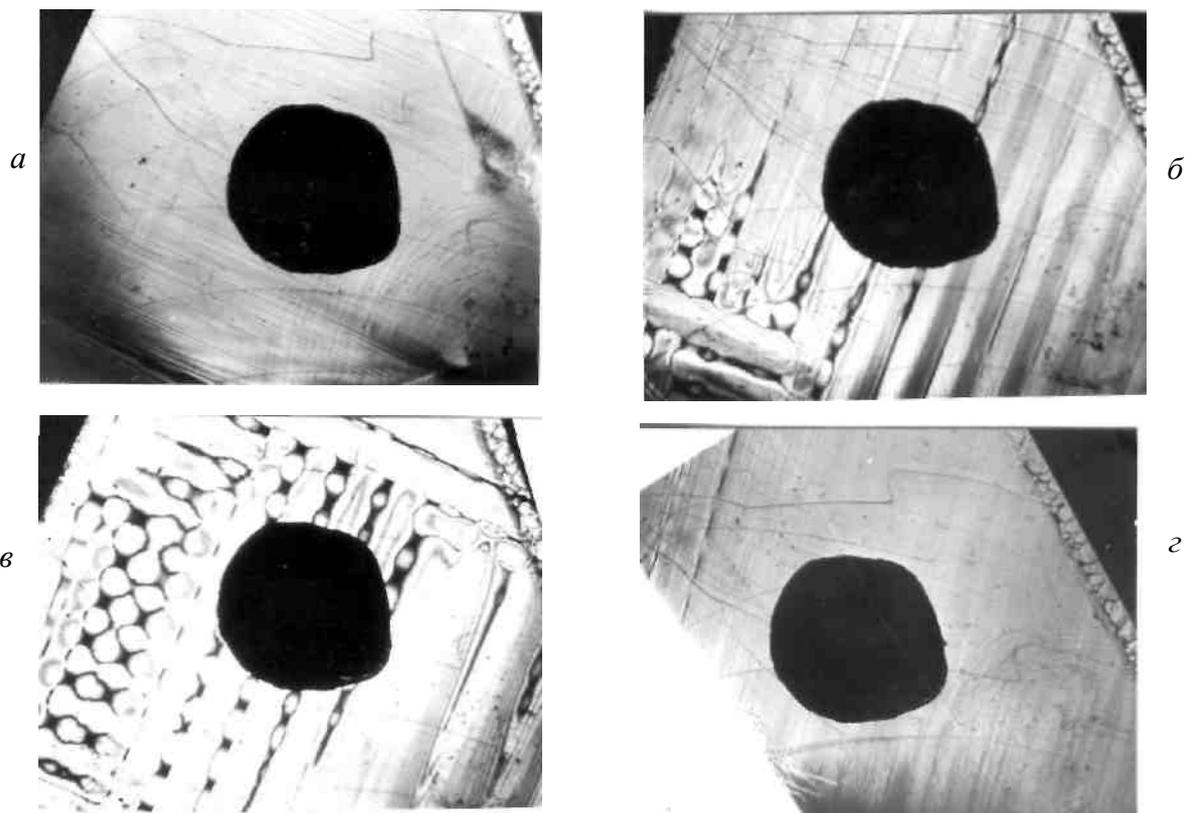
Рисунок 2 – Зависимость концентрации «розеток» травления на поверхности пластинок двойников ВаТіО<sub>3</sub> от скорости роста кристаллов  $\alpha$

Опыты показали, что изменения фактора  $\alpha$  в процессе выращивания кристаллов сильно влияют на характер температурной зависимости реверсивной диэлектрической проницаемости  $\epsilon(T)$ , измеренной в интервале 20÷150<sup>0</sup>С, включающем сегнетоэлектрический фазовый переход. Для кристаллов, выращенных при  $\alpha < 11$  К/час, в области 80÷90<sup>0</sup>С просматривается хорошо выраженный максимум, высота которого в зависимости от значения  $\alpha$  может достигать 70% высоты основного пика (рис.3). Форма, величина и температура расположения низкотемпературного максимума меняется от цикла к циклу нагрев-охлаждение. Наблюдением доменной структуры исследуемых образцов в различных циклах охлаждения установлено, что каждый раз при прохождении через точку фазового перехода (120<sup>0</sup>С) доменная структура формируется по-иному, редко сохраняя свою прежнюю конфигурацию (рис.4). Перемещение измерительных электродов на различные области кристалла с иной конфигурацией доменной структуры дает, соответственно, иную форму и высоту низкотемпературного максимума зависимости  $\epsilon(T)$ .



а – награв; б – охладженіе

Рисунок 3 – Температурная зависимость диэлектрической проницаемости кристаллов ВаТіО<sub>3</sub>, полученных при α = 3,6 К/час



а – исходный образец; б – после первого цикла прогрева;  
в – после двух циклов; г – после 11-ти циклов прогрев-охлаждение

Рисунок 4 – Доменная структура исследуемых образцов ВаТіО<sub>3</sub> до и после прогревов выше точки фазового перехода

Для более высоких скоростей кристаллизации ( $\alpha = 12\div 43$  К/час) низкотемпературный максимум практически отсутствует или проявляется крайне редко (рис.5).

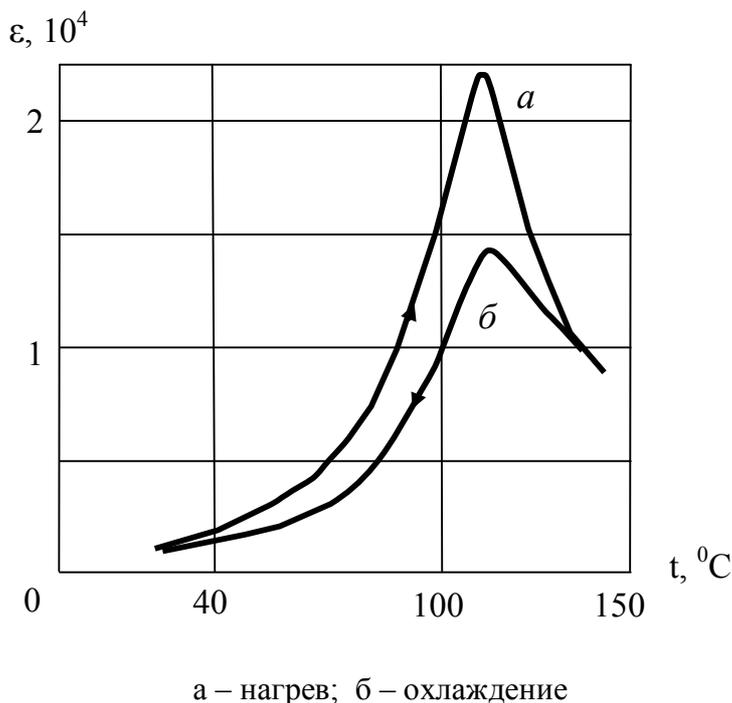


Рисунок 5 – Температурная зависимость диэлектрической проницаемости кристалла  $\text{BaTiO}_3$ , полученного при  $\alpha = 43$  К/час

Наблюдаемое изменение температурного поведения диэлектрической проницаемости в области  $80\div 90^{\circ}\text{C}$  можно связать с изменением доменной конфигурации кристаллов под влиянием циклов нагревания-охлаждения или изменением места положения измерительных электродов в областях кристалла с иной конфигурацией доменов.

Восприимчивость доменной структуры кристаллов  $\text{BaTiO}_3$ , полученных в режиме «медленной» кристаллизации ( $\alpha = 3,6\div 10$  К/час), к различным факторам внешнего воздействия (температура, измерительное электрическое поле) указывает на возможность их эффективной монодоменизации, что очень важно с точки зрения оптической однородности получаемых кристаллов.

Анализируя характер температурного изменения доменной структуры кристаллов, выращенных с различной скоростью, а также их реверсивные и диэлектрические свойства можно утверждать, что наличие низкотемпературного максимума  $\epsilon(T)$  обусловлено доменным вкладом реверсируемой спонтанной поляризации. Степень доменного вклада характеризуется разновидностью доменной конфигурации образцов (соотношением  $a$ -доменных и  $c$ -доменных областей), а также степенью подвижности доменных стенок в измерительном электрическом поле. Перестройка доменной структуры как электрическим полем, так и температурным фактором наиболее сильно проявляется в кристаллах с высокой подвижностью доменных стенок [3], что присуще кристаллам с малой концентрацией стопоров их движения. Такими стопорами, как правило, являются локальные дефекты кристаллической структуры [4].

Таким образом, в кристаллах с  $\alpha < 12$  К/час, имеющих меньшую концентрацию ростовых дефектов, подвижность доменных стенок выше и, соответственно, значительнее вклад реверсивной составляющей диэлектрической проницаемости  $\epsilon$ .

**Выводы.** Исследована зависимость концентрации ростовых дефектов от скорости кристаллизации  $\alpha$  сегнетоэлектрического титаната бария. Установлено, что с ростом  $\alpha$  увеличивается полидоменность монокристаллов и уменьшается реверсируемая составляющая диэлектрической проницаемости. Показано, что с ростом концентрации ростовых дефектов уменьшается подвижность доменных стенок за счет захвата стопорами при их боковом движении.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Барфут Дж. Полярные диэлектрики и их применение / Дж. Барфут, Дж. Тейлор. – М.: Мир, 1981. – 526с.
2. Таран В.Г. Влияние скорости кристаллизации на металлические характеристики кристаллов ВаТіО<sub>3</sub> при выращивании из раствора в расплаве солей / В.Г.Таран, А.Т.Кугай // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного университета. – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2005. – С.274-277.
3. Прокопало О.И. Подвижность доменов титаната бария / О.И.Прокопало, Е.Г.Фесенко, В.Г.Гавриляченко //Сборник научных трудов РГУ. – Ростов-на-Дону: РГУ. – 1971. – С.211-214.
4. Лайхтман Б.Д. Изгибные колебания доменных стенок и диэлектрическая дисперсия в сегнетоэлектриках / Б.Д.Лайхтман // Физика твердого тела. – 1973. – Т. 15. – С.93-102.

*Поступила в редколлегию 29.05.2012.*