ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ШИМ в базисе элементов ИЛИ-НЕ

В.Горячев, к.т.н., главный специалист ЗАО "СпецЭлектронСистемы",
А.Чуприн, главный конструктор ЗАО "СпецЭлектронСистемы" / andchuprin@rambler.ru

УДК 621.311.69, DOI: 10.22184/2070-8963.2017.66.5.64.71

Приведена схема двухканального широтно-импульсного модулятора (ШИМ) с двойным регулирующим воздействием на наклон пилообразного напряжения – самая экономичная по числу логических элементов (ЛЭ) среди аналогичных схем, выполненных в базисе элементов ИЛИ-НЕ. Она может быть легко реализована как на серийных цифровых ИС, так и в виде кристалла, выполненного на КМДП-ИС по радиационно-стойкой технологии.

ШИМ – неотъемлемая часть любого вторичного источника питания (ВИП) с импульсным принципом работы. В отличие от классического ШИМ на основе компаратора и, следовательно, содержащего в своем составе сложные аналоговые элементы, в статье рассматривается ШИМ, выполненный на логических элементах (ЛЭ) и работающий по принципу двойного регулирующего воздействия на наклон пилообразного напряжения с запоминанием информации о переключении порогового ЛЭ на триггере R-S.

Двухканальный ШИМ с двойным регулирующим воздействием на наклон пилы с фиксацией запоминания информации о переключении порогового ЛЭ на R-S-триггере был рассмотрен в [7]. Там же были показаны преимущества этого ШИМ, основное из которых – фиксация напряжения пилы на уровне $U_{пор} = E_{пит}/2$, вместо уровня $U_{пор} = E_{пит} + 0,7В$ у известных схем ШИМ, рассмотренных в [2, 3]. Рассмотренная в статье [7] схема ШИМ нашла применение в разработках предприятия и хорошо себя зарекомендовала. Однако в ходе эксплуатации была доработана схема управляющего устройства по расширению ее возможностей, для чего потребовались дополнительные транзисторы в составе кристалла. В результате поиска этих недостающих транзисторов была разработана схема ШИМ, полностью выполняющая функции ранее разработанной схемы, но более экономичная по числу ЛЭ. Схема ШИМ приведена на рис.1.

В состав схемы входят следующие цепи и элементы: времязадающая цепь на элементах R1, C1; два ключевых элемента Кл1, Кл2 (в их качестве могут использоваться МОП-транзисторы проводимостью p-типа либо двунаправленные ключи); R-S-триггер на элементах В1, В2 (элементы 2ИЛИ-НЕ); счетный триггер Тг1 на основе D-триггера, срабатывающего по фронту нарастания сигнала (фронт 01); два выходных вентиля В3, В4 на элементах 3ИЛИ-НЕ. Счетный триггер Тг1 совместно с вентилями В3, В4 образует неклассический распределитель импульсов (РИ) на два канала, выходы которого Кн1 и Кн2 поступают на затворы силовых ключей ВИП. При этом вентили 3ИЛИ-НЕ тактируются двумя сигналами (неклассический РИ), а именно: входным сигналом с длительностью, равной длительности задающего генератора $t_{и.зг.}$ (блокирующий сигнал), и изменяемым по длительности сигналом (который более правильно назвать уровнем, поскольку он формируется в паузе между импульсами, а не импульсом) с выхода вентиля В1 триггера R-S-типа. Максимальная длительность такого сигнала равна длительности паузы между импульсами $t_{и.зг.}$ при минимальном входном напряжении. Элемент ОС: фотодиод подключен катодом к внутреннему источнику питания $E_{вн.пит.}$, а анод – к времязадающему конденсатору C1. Такое подключение фотодиода позволяет использовать в качестве него элементы с меньшим допустимым обратным напряжением. В известных схемах ШИМ, приведенных

Рис.1. Схема максимально экономичного по числу логических элементов ШИМ

в [2], фотодиод подключен параллельно резистору R1 времязадающей цепи R1, C1 – и именно в этом и состоит отличие.

Схема работает следующим образом. Поступающий на управляющий вход (вход Y) ключа Кл1 импульс $t_{и.зг}$ (рис.1а) с уровнем лог.1 одновременно поступает на вход элемента В1, вход С счетного триггера Тг1и на два элемента В3, В4. В результате по фронту входного импульса (момент t_0 на рис.1а) счетный триггер Тг1 перейдет в инверсное состояние, R-S-триггер – в состояние лог.0 ($B1 = 0$, $B2 = 1$), а на выходах элементов В3 и В4 будут действовать уровни лог.0, то есть в момент действия импульса $t_{и.зг}$ осуществляется блокировка (запрет) передачи информации с выходов счетного триггера на входы элементов В3, В4. Эта блокировка будет действовать в течение всей длительности импульса $t_{и.зг}$. После окончания действия импульса $t_{и.зг}$ (момент t_1 на рис.1а) на выходе вентиля В1 сформируется сигнал с уровнем лог.0, а на выходе вентиля В2 – с уровнем лог.1. В итоге только на выходе одного из двух элементов – В3 или В4 – сформируется рабочий сигнал с уровнем лог.1, который затем поступит на затвор одного из силовых транзисторов преобразователя ВИП. Одновременно, по окончании импульса $t_{и.зг}$, начнется процесс заряда времязадающего конденсатора C1 по цепи R1, C1 практически постоянным током. Следовательно, напряжение

Рис.1а. Диаграмма сигналов на выходах вентилей схемы ШИМ

на конденсаторе C1 будет нарастать по линейному закону, то есть по закону

$$U_{C1} = It/C1. \quad (1)$$

При достижении на конденсаторе C1 напряжения U_{C1} (момент t_2 на рис.1а, равного порогу срабатывания элемента B2 ($U_{C1} = U_{пор. B2}$), R-S-триггер установится в состояние лог.0 ($Q=0$), и формирование длительности импульса ШИМ ($t_{и.ш}$) завершится. При этом сигнал с уровнем лог.1 с выхода вентиля B1 поступит на управляющий вход (Y) ключевого элемента Кл2, и начнется разряд конденсатора C1. Другими словами, это означает, что процесс разряда конденсатора C1 начнется до прихода следующего импульса $t_{и.зг.}$, то есть раньше (в известных схемах [2, 3] разряд конденсатора C1 начинается в момент поступления импульса $t_{и.зг.}$). Таким образом, напряжение на конденсаторе C1 не будет превышать напряжения переключения порогового ЛЭ в любых случаях. А это способствует более качественной работе элемента ОС фотодиода или фототранзистора в качестве источника тока, так как работа этих элементов в данном качестве может иметь место только лишь при обратном напряжении, которое не должно быть меньше определенного значения. Так, например, для фотодиода ЗОД120 напряжение на катоде должно быть больше, чем напряжение на аноде хотя бы на величину одного вольта. То есть, если, например, напряжение на аноде составляет 5 В, то напряжение на катоде не должно быть больше 4 В. В противном случае фотодиод не будет работать в режиме источника тока с постоянным коэффициентом K_i .

Разряд конденсатора C1 до уровня лог.0 в течение действия паузы между импульсами $t_{и.зг.}$ можно рассматривать как "помеху", поскольку с одного из входов элемента B2 снимается управляющий сигнал с уровнем лог.1. Но действие этой "помехи" не отразится на работе схемы ШИМ. Это связано с тем, что R-S-триггер уже запомнил информацию о переключении порогового элемента B2, так как уровень лог.1 действует на втором входе этого элемента. Поскольку в схеме ШИМ (рис.1) времязадающий конденсатор C1 подключен к входному питающему напряжению, это позволяет регулировать наклон пилы в зависимости от изменения входного напряжения $U_{вх.}$. То есть ШИМ будет обрабатывать входное возмущающее воздействие в соответствии с уравнением

$$U_{вх.} * t_{и.ш} = const. \quad (2)$$

Другими словами, ШИМ работает таким образом, что при увеличении $U_{вх.}$ длительность импульса $t_{и.ш}$ уменьшается, а при уменьшении – увеличивается независимо от того, как быстро изменяется возмущающее воздействие по входу. А это означает, что изменение входного напряжения компенсируется наклоном пилы, и ОС теперь практически не участвует в коррекции ошибки, то есть облегчается работа ОС (работа с упреждением). Следовательно, можно считать, что по входному возмущающему воздействию схема работает как бы с постоянным напряжением.

Из формулы (2) можно определить длительность импульса формируемого ШИМ:

$$t_{и.ш} = const/U_{вх.} \quad (2a)$$

В работе [8] показано, что величина const определяется из выражения:

$$const = RC * U_{п.пер.}$$

И, следовательно, длительность импульса $t_{и.ш}$ определится из выражения:

$$t_{и.ш} = RC * (U_{п.пер.}/U_{вх.}), \quad (2б)$$

где $U_{п.пер.} = U_{C1}$ – напряжение порога переключения элемента B2 на схеме рис.1.

Формулу (2б) можно получить из выражения (1), если вместо тока $I = IR1$ подставить его значение $IR1 = U_{вх.}/R1$ при условии, что $U_{п.пер.} \ll U_{вх.}$.

После подстановки получим:

$$U_{C1} = (U_{вх.}/R1) * (t/C1) \quad (2в)$$

Из выражения (2в) определим параметр $t = t_{и.ш}$:

$$t_{и.ш} = R1C1 * (U_{C1}/U_{вх.}).$$

Следовательно, получили уравнение, аналогичное уравнению (2б).

Из уравнения (2б) следует, что чем меньше напряжение $U_{вх.}$, тем больше длительность импульса, то есть выполняется уравнение (2). Однако, как видно из схемы (рис.1), конденсатор C1 заряжается не только током от входного напряжения $U_{вх.}$, но и от тока, поступающего от фототранзистора. То есть возмущающее воздействие по выходу также обрабатывается изменением наклона пилы (отсюда название "двойное регулирующее воздействие на наклон пилы"). Этот ток добавляется в конденсатор за счет действия

Рис.2. Схема реализации ШИМ с диодно-транзисторной парой

обратной связи. При снижении нагрузки по току, то есть при увеличении нагрузочного резистора R_H напряжение на выходе источника увеличивается – и, чтобы выходное напряжение привести в норму, длительность импульса должна быть уменьшена. Но это можно выполнить в том случае, если в конденсатор добавить дополнительный ток от узла обратной связи, который ускорит заряд конденсатора (наклон пилы увеличится). В данном случае это будет ток от фотодиода VD1.2 (или фототранзистора VT1.2 на схеме рис.2), который определяется из выражения:

$$I_{VD1.2} = I_{VD1.1} * K_i, \quad (2г)$$

где K_i – коэффициент передачи тока.

Тогда уравнение (1) можно записать в следующем виде:

$$U_{C1} = (1/C1)(I_{R1} + I_{VD1.2}) * t. \quad (2д)$$

Из (2д) находим длительность импульса $t = t_{и.ш}$:

$$t_{и.ш} = U_{C1} / [(1/C1) * (I_{R1} + I_{VD1.2})] = U_{C1} * C1 / (I_{R1} + I_{VD1.2}). \quad (2е)$$

После подстановки величин токов I_{R1} , $I_{VD1.2}$ находим:

$$t_{и.ш} = (U_{C1} * C1) / [U_{ВХ} / (R1 + I_{VD1.2} * K_i)]. \quad (2и)$$

Проведя преобразования и приняв во внимание, что $U_{C1} = U_{п.пер}$, получим формулу для определения длительности импульса $t_{и.ш}$, формируемого ШИМ с учетом воздействия входного и выходного возмущающих воздействий:

$$t_{и.ш} = (R1 * C1) [U_{п.пер} / (U_{ВХ} + I_{VD1.2} * K_i * R1)]. \quad (2ж)$$

Итак, воздействуя на K_z (коэффициент заполнения), мы исправляем ошибку между выходным напряжением $U_{ВЫХ.}$ и опорным напряжением $U_{оп}$ в усилителе сигнала ошибки (в качестве последнего наиболее часто применяют микросхемы 142EP1Y, 142EP2Y с напряжением опоры $U_{оп} = 2,5$ и $U_{оп} = 1,25$ В; соответственно, элемент VD3 на рис.3). Стабилизация наступает тогда, когда ошибка будет приведена к нулю.

При работе ВИП в режимах, близких к режиму холостого хода, или (что худший вариант) при максимальном входном напряжении и в режиме холостого хода ШИМ может формировать импульсы, обладающие длительностью заметно меньше минимальной длительности, необходимой для работы счетного триггера. И тогда, как в данном случае, то есть при работе счетного триггера Тг1 от импульсов постоянной длительности схема ШИМ, выполненная по схеме рис.1, окажется работоспособной, поскольку эти узкие импульсы не поступят на счетный вход триггера Тг1, а пройдут через вентили В3 и В4, быстродействие которых значительно выше

Рис.3. Схема ОС с параллельным включением диодных оптопар

быстродействия счетного триггера. При этом схема ВИП также будет надежно функционировать – при условии, что силовые ключи на МДП-транзисторах способны пропустить столь узкие импульсы. Если же аналогичными импульсами запускать счетный триггер в схеме ШИМ, работающего от импульсов изменяемой длительности, то схема работать не сможет, ибо такая длительность импульса окажется недостаточной для надежного переключения счетного триггера и, следовательно, для работы всей схемы в целом. Таким образом, схема ШИМ, работающая с постоянной длительностью импульса, позволяет заметно расширить область эффективного регулирования коэффициента заполнения, что, несомненно, является ее положительным свойством. Этому же способствует и фиксация момента срабатывания порогового элемента на уровне $E_{вн.пит.}/2$.

В схеме ШИМ, выполненной по рис.1, нельзя отдельно выделить собственно ШИМ и классический РИ, в котором вентили дешифратора стробируются импульсами изменяемой длительности, поступающими на счетный вход триггера. В данной схеме они взаимосвязаны. И здесь нет такого выхода, с которого можно снять импульсы изменяемой длительности. Но его можно просто получить за счет введения в схему одного двухходового вентиля. Однако вопрос, связанный с организацией пропуска импульсов, требует к себе более детального подхода – как и организация ШИМ, работающего по схеме собственно ШИМ плюс классический РИ на два канала, и поэтому не

рассматривается в настоящей статье (возможно, этот вопрос будет рассмотрен в отдельной статье).

На рис.1 приведена схема ШИМ, в которой в качестве элемента узла ОС используется диодная оптопара. Но вместо диодной оптопары может применяться диодно-транзисторная. Пример реализации ШИМ с такой парой приведен на рис.2. Режим фиксации напряжения на конденсаторе $C1$ на уровне $E_{вн.пит.}/2$ особо важен именно для этого варианта ШИМ. В схеме на рис.2 фототранзистор работает в режиме эмиттерного повторителя и, следовательно, чтобы он работал в активном режиме с постоянным током, необходимо, чтобы напряжение на коллекторе превышало напряжение эмиттера как минимум на 2В. В противном случае будет нарушен режим соответствия тока светодиода и тока фототранзистора, то есть будет изменен коэффициент передачи по току K_i . В этом плане диодная оптопара более приемлема, так как она работает в линейном режиме, с постоянным коэффициентом K_i вплоть до того момента, когда разность между напряжением на аноде (U_a) и катоде (U_k) практически составляет один вольт, то есть $U_a - U_k = 1$ В, то есть фотодиод работает под обратным напряжением 1 В (3ОД120, максимальное обратное напряжение 10 В). Диодные оптопары имеют существенно меньший коэффициент передачи по току K_i , чем транзисторные (например, K_i для фотодиода элемента 3ОД120 лежит в пределах 1–3% от тока светодиода, а для транзисторной оптопары 759КП1Н1 – не менее 70%). Но этот недостаток диодных оптопар можно компенсировать их параллельным включением.

Пример выполнения схемы ОС с параллельным включением диодных оптопар приведен на рис.3. Такое схемотехническое решение позволительно делать по той причине, что фотодиод можно рассматривать как качественный источник тока, который обладает очень большим внутренним сопротивлением, а поэтому подобные цепи могут подключаться параллельно без всяких выравнивающих резисторов. При необходимости число параллельно включенных диодных оптопар может быть увеличено. Есть и дополнительная польза от такого включения. Она заключается в том, что резисторы R2, R3 в цепи светодиодов (рис.3) можно рассматривать как подгрузочные резисторы при работе ВИП на режимах, близких к режиму холостого хода или на холостом ходу. То есть их можно рассматривать как динамическую нагрузку, ток через которые возрастает по мере перехода схемы ВИП в режим, близкий к холостому ходу или же в холостой ход. Более того, параллельное включение диодных оптопар при определенном расчете токов через светодиоды может способствовать увеличению надежности и радиационной стойкости схемы ШИМ в расчете на то, что отказ одной из параллельных цепей не приведет к отказу всей схемы.

Сравнение схемы ШИМ, приведенной в статье [7] и выполненной на элементах И-НЕ со схемой ШИМ, приведенной на рис.1, по числу элементов показывает, что последняя из этих двух схем реализуется на меньшем числе элементов с одинаковым числом входов или, что то же самое, на меньшем числе транзисторов. То есть она более экономична по числу транзисторов и, следовательно, потребляет меньшую мощность. В частности, цепь разряда конденсатора C1 в схеме ШИМ на рис.1 реализуется на двух транзисторах проводимостью n-типа, тогда как в схеме ШИМ, приведенной в статье [1], для его реализации требуется пять транзисторов (два p-типа и 3 n-типа). Более того, в схеме ШИМ, реализованной на элементах ИЛИ-НЕ, отсутствует инвертор, а это – еще два транзистора в ее пользу. И еще: схема ШИМ, выполненная по рис.1, полностью реализована на одноконтурных элементах, а именно только на элементах ИЛИ-НЕ, тогда как в схеме ШИМ, приведенной в статье [7], используются элементы И-НЕ и элементы И. А это может дать дополнительный выигрыш в числе транзисторов при ее реализации в виде кристалла. Другими словами, схема ШИМ, приведенная на рис.1, более экономична по числу транзисторов и, следовательно, она может найти более широкое применение.

Последнее с т.з. экономичности в числе транзисторов особенно важно при реализации ШИМ в виде кристалла, поскольку источником помех в кристалле являются сами ЛЭ. Но сокращение числа ЛЭ будет способствовать не только снижению внутренних помех, но и уменьшению тепловыделения внутри кристалла. И, как следствие, увеличения срока службы элементов, поскольку они работают в более облегченном тепловом режиме. Но сокращение числа вентилях (транзисторов) в кристалле можно конвертировать в два направления: сократить число транзисторов – изготовить кристалл с меньшими геометрическими размерами, т.е. сделать его более миниатюрным; оставить кристалл в тех же габаритах, но увеличить площадь под разводку.

У первого направления есть свои преимущества и недостатки. Миниатюризация – один из путей снижения помех. Это связано с тем, что простейшим излучателем помех является отрезок проводника, по которому протекает ток. Мощность излучения пропорциональна квадрату тока, квадрату частоты а также длине проводника. То есть короткий провод излучает меньше энергии. Уменьшая длину проводников и снижая размеры электронных компонентов, мы тем самым уменьшаем значения их реактивных составляющих (индуктивность, емкость). Это приводит к снижению амплитуд импульсных токов при переходных процессах, имеющих место при включении и выключении логических вентилях. Другими словами, в моменты включения и выключения, т.е. в динамике, потребляются дополнительные токи заметно большие, чем в статике, поскольку этот дополнительный ток идет на зарядку и разрядку реактивных элементов. В статике дополнительный ток не требуется, так как реактивные элементы уже заряжены или разряжены. Отсюда вытекает, что чем меньше паразитная емкость, тем меньше дополнительный ток – а значит, и помех меньше.

Второй положительный момент сокращения габаритов кристалла связан с его стоимостью. Чем меньше площадь кристалла, тем больше их на пластине и, следовательно, меньше стоимость, поскольку стоимость кристалла есть степенная функция его площади. Но здесь есть и отрицательные стороны. Уменьшая площадь кристалла, мы тем самым увеличиваем плотность размещения элементов в кристалле, т.е. увеличиваем плотность упаковки или, что то же самое, плотность размещения элементов. Но с повышением плотности размещения элементов в кристалле между сигнальными проводниками возникают одновременно емкостные и индуктивные связи. При переключении ЛЭ по сигнальным цепям протекают токи с крутыми фронтами. И эти токи

из-за наличия паразитных связей могут наводить на соседних проводниках импульсные помехи, которые могут вызвать ложное срабатывание элементов схемы. Следовательно, повышая степень интеграции в кристалле, нужно одновременно не забывать и о грамотной разводке, чтобы исключить ложное срабатывание элементов.

Как отмечалось выше, второй путь организации кристалла предполагает освободившуюся за счет исключения части транзисторов площадь кристалла отдать под разводку. То есть отдать эту площадь под шину "земля" и "питание" и, следовательно, сделать их более низкоомными. В результате уменьшится индуктивное сопротивление указанных шин и тем самым повысится помехозащищенность внутри кристалла. В цифровых схемах при переключении изменяются состояния ЛЭ и возникают значительные токи переходных процессов. При переключении ток, протекающий по шинам "земля" и "питание", приводит к скачкам (перепадам) напряжения питания на входах питания ЛЭ из-за паразитной индуктивности проводника. Перепад напряжения в этом случае можно определить по формуле:

$$V = L (\Delta I / \Delta t), \quad (3)$$

где V – перепад напряжения на шине питания длиной от источника питания до ЛЭ; L – индуктивность проводника; ΔI – изменение тока в проводнике; Δt – время изменения тока.

Изготавливая проводник более широким при той же длине, мы тем самым сокращаем его индуктивность и в соответствии с формулой (3) уменьшаем величину перепада напряжения. Из-за наличия таких перепадов разводка цифровых схем практически не обходится без применения конденсаторов (как правило, керамических), которые должны устанавливаться как можно ближе к выводам питания ЛЭ или кристалла. Установка такого конденсатора имеет своей целью сгладить перепады напряжения непосредственно у питающих выводов ЛЭ при резких скачках тока. Конденсаторы в этом случае можно рассматривать как дополнительный источник накопленного заряда (локальный источник питания), позволяющий уменьшить последствия переходных процессов, стабилизируя тем самым питание цифрового элемента. Таким образом, выполняя шины питания и земли более низкоомными, мы тем самым снижаем требования к номиналам конденсаторов. Емкость таких конденсаторов, как правило, выбирают равной 0,1 мкФ, хотя иногда используют и конденсаторы

емкостью 1 мкФ (в низкочастотных цепях) или 0,01 мкФ (в высокочастотных цепях) [6].

В заключение можно отметить, что рассмотренная схема ШИМ, работающая по принципу двойного регулирующего воздействия на наклон "пилы" с запоминанием информации о переключении порогового ЛЭ на R-S-триггере, выполнена на цифровых ИС в базе элементов ИЛИ-НЕ и не содержит аналоговых элементов, таких как компаратор. Следовательно, она может быть легко реализована на КМДП-ИС по радиационно-стойкой технологии. Данная схема ШИМ, предназначенная для применения в составе ВИП, является самой экономичной по числу ЛЭ в базе элементов ИЛИ-НЕ, и реализация аналогичного схемного узла на меньшем числе ЛЭ невозможна.

ЛИТЕРАТУРА

1. Браун М. Источники питания – Киев: МК-Пресс, 2005.
2. Букреев И.Н., Горячев В.И., Мансуров Б.М. Микроэлектронные схемы цифровых устройств – М.: Техносфера, 2009. 712 с.
3. А.с.1167706 СССР. М. кл. Н03К 17/14. Одновибратор / Горячев В.И., Щелоков В.М. – Опубл. 1985. Бюл. №26.
4. Аваев Н.А., Наумов Ю.Н., Фролкин В.Т. Основы микроэлектроники – М.: Радио и связь, 1991.
5. Семенов Б.Ю. Силовая электроника – М.: Солон-Р, 1999.
6. Бэйкер Б. Что нужно знать цифровому разработчику об аналоговой электронике – М.: Додэка-XXI, 2010.
7. Горячев В.И., Чуприн А.В. Широтно-импульсный модулятор на цифровых логических элементах // Первая миля. 2017. №1. С. 68–75.
8. Горячев В.И., Чуприн А.В. Проектирование источника вторичного электропитания с аналого-цифровой СБИС ШИМ-контроллера // Первая миля. 2015. №7. С. 54–60.

VNF для ОПК

"Воентелеком" разработал уникальный проект для оборонно-промышленного комплекса (ОПК), позволяющий снять проблему вертикального масштабирования виртуальных сетевых функций (VNF) как для вычислительных серверов, так и для телекоммуникационного оборудования, связанную с необходимостью повышения производительности VNF, которые доступны сегодня только в пределах одного вычислительного узла. Новое решение позволит реализовать

виртуальные функции сразу на нескольких серверах, причем с использованием только открытых технологий.

Новая архитектура открывает возможность при реализации VNF увеличить доступные вычислительные ресурсы и вертикально масштабировать производительность сетевых функций и приложений. Это избавит разработчиков сетевого оборудования и VNF от необходимости для достижения требуемой производительности комплек-

са создавать крайне сложные специализированные распределенные приложения.

Проект стал одним из победителей конкурса "Техноспецназ-2017", отобравшего в оборонно-промышленном комплексе лучших молодых специалистов в области создания высокотехнологичной продукции для обучения в школе кадрового резерва ОПК России.

По информации АО "Воентелеком"

Технология GPON совершенствуется

Специалисты научного центра Nokia – Bell Labs – впервые продемонстрировали оптические системы связи системы 10G PON, обеспечивающие сверхмалые значения задержки сигналов на уровне централизованного радиодоступа (C-RAN) сетей мобильной связи. Решение позволяет на более высоком уровне реализовать архитектуру сетей централизованного радиодоступа (Fronthaul), в которых требуется обеспечить низкую задержку сигналов.

Ученые Bell Labs продемонстрировали возможность использования коммерческих сетей ШПД нового поколения PON (NG-PON) для передачи потоков Common Public Radio Interface (CPRI) со сверхнизкой задержкой по стандартному опти-

ческому волокну между централизованным контроллером (BBU) и удаленными радиоблоками (RRH). В ходе испытаний было показано, что решение позволяет выполнить требования к величине сетевой задержки, которые предусмотрены в коммерческом радиооборудовании Fronthaul. Это значит, что существующая волоконно-оптическая инфраструктура может быть использована для экономичной транспортировки мобильного трафика и ускоренного внедрения технологий 5G.

Технология Fronthaul является важнейшим элементом архитектуры C-RAN, в которой обработка трафика производится централизованно за пределами радиоблоков базовых станций. В архитек-

туре C-RAN традиционные радиоинтерфейсы CPRI и некоторые из радиоинтерфейсов Fronthaul нового поколения требуют чрезвычайно малой задержки – часто долей мс. Специалисты Bell Labs доказали, что технология нового поколения XGS-PON способна удовлетворять этим строгим требованиям и поддерживать необходимую пропускную способность при сокращении затрат на транспортную составляющую. Системы XGS-PON работают поверх существующей волоконно-оптической инфраструктуры и дают возможность операторам связи пользоваться платформами GPON для доставки ресурсоемких услуг.

По информации компании Nokia