

А.А. Тихомиров

## Анализ методов и технических средств сжатия динамического диапазона лидарных сигналов

Институт оптического мониторинга СО РАН, г. Томск

Поступила в редакцию 23.12.99 г.

Приведена классификация методов и аппаратурных средств сжатия динамического диапазона лидарных сигналов, которая охватывает регулирующие элементы оптической, фотоэлектронной и электронной частей приемной системы. По виду регулирования методы разделены: на логарифмическое преобразование, компенсацию квадрата расстояния, ступенчатое изменение коэффициента передачи. Предложена совокупность критериев оценки эффективности этих методов, включающая коэффициент сжатия, относительное увеличение дальности зондирования, точность преобразования, помехоустойчивость и другие. На основе этих критериев проведен обобщенный сравнительный анализ различных аппаратурных средств. Показано, что сжатие динамического диапазона сигналов в оптической части приемной системы обеспечивает повышение отношения сигнал-шум в несколько раз.

### Введение

Поступающий на приемную систему лидара поток обратнорассеянного излучения имеет большой динамический диапазон, составляющий 6–8 порядков и более. Это обусловлено обратноквадратичной зависимостью сигнала от расстояния и процессами рассеяния и поглощения излучения в атмосфере. При регистрации такого сигнала происходит потеря полезной информации, поскольку имеются ограничения сигнала как снизу (за счет фонов и шумов [1]), так и сверху (за счет малого входного динамического диапазона фотодетектора или регистрирующего устройства). Входной динамический диапазон  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$  современных АЦП с тактовой частотой 50–100 МГц не превышает 60 дБ. Задачей оптимизации является обеспечение наиболее полного согласования величины регистрируемого лидарного сигнала со значением  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$ .

Для повышения информативности систем лазерного зондирования атмосферы созданы различные устройства для сжатия динамического диапазона лидарного сигнала  $D_{\text{л.с}}$  при его первичной обработке в приемной системе. В обзоре [2] дан качественный анализ методов сжатия  $D_{\text{л.с}}$ . В дальнейшем была разработана классификация и предложены количественные критерии для сравнительной оценки, на основе которых проведен предварительный анализ эффективности применения различных методов для сжатия  $D_{\text{л.с}}$  [3–9].

Предлагаемая статья обобщает работы и результаты, полученные по данному направлению для лидаров наземного и самолетного базирования.

### Динамический диапазон лидарных сигналов

Рассматривая далее аналоговый режим регистрации лидарного сигнала, будем характеризовать его динамический диапазон следующим отношением:

$$D_{\text{л.с}} = P(z_{\text{н}})/P(z_{\text{к}}) = \frac{z_{\text{к}}^2 g(z_{\text{н}}) \beta_{\text{л}}(z_{\text{н}})}{z_{\text{н}}^2 g(z_{\text{к}}) \beta_{\text{л}}(z_{\text{к}})} \exp \left[ 2 \int_{z_{\text{н}}}^{z_{\text{к}}} \alpha(z) dz \right], \quad (1)$$

где  $P(z_{\text{н}})$  и  $P(z_{\text{к}})$  – максимальное и минимальное значения мощности потока рассеянного излучения, поступающего на вход приемной системы с начальной  $z_{\text{н}}$  и конечной  $z_{\text{к}}$  дальности;  $g(z)$  – значение функции геометрического фактора, зависящее от параметров пространственного фильтра [10];  $\beta_{\text{л}}(z)$  и  $\alpha(z)$  – коэффициенты обратного и общего рассеяния;  $z = ct/2$ ,  $c$  – скорость света,  $t$  – время с момента посылки зондирующего импульса.

Возможные значения  $D_{\text{л.с}}$  оценим с учетом фоновых помех и собственных шумов лидара, следуя [1, 11]. Коэффициент передачи приемной системы (от входной апертуры до АЦП) представим в виде

$$K_{\text{пр}}(t) = g(t) K_0 K_c S_{\lambda, \text{к}} M(t) R_{\text{н}} K_y(t), \quad (2)$$

где  $K_0$  и  $K_c$  – постоянные во времени коэффициенты передачи приемного объектива и спектрального фильтра;  $S_{\lambda, \text{к}}$  – спектральная чувствительность фотокатода ФЭУ, линейная относительно входного воздействия в довольно большом диапазоне значений  $P(z)$  [12];  $M(t)$  – коэффициент умножения диодной системы;  $R_{\text{н}}$  – сопротивление нагрузки ФЭУ;  $K_y(t)$  – коэффициент усиления электронного усилителя (если он используется). Коэффициенты  $M(t)$  и  $K_y(t)$  могут быть постоянными величинами до определенного уровня входного воздействия, либо являться линейными относительно входного сигнала функциями времени, если применяется временная регулировка их значений, либо – нелинейными относительно входного сигнала функциями, если для сжатия  $D_{\text{л.с}}$  используются ФЭУ или электронные усилители с логарифмической амплитудной характеристикой (ЛАХ). Коэффициент  $K_{\text{пр}}(t)$  является многопараметрической величиной и существенным образом влияет на точность регистрации лидарной информации. Зависимость  $K_{\text{пр}}(t)$  как от величины лидарного сигнала, так и от параметров приемной системы налагает соответствующие требования на стабильность и линейность этого коэффициента. Рассматривая в дальнейшем технические средства сжатия  $D_{\text{л.с}}$ , под термином «лидарный сигнал» будем понимать мощность потока обратнорассеянного излучения в канале от входной апертуры приемной системы до фотокатода

детектора оптического излучения и адекватный этому потоку электрический сигнал в канале от фотодетектора до входа АЦП.

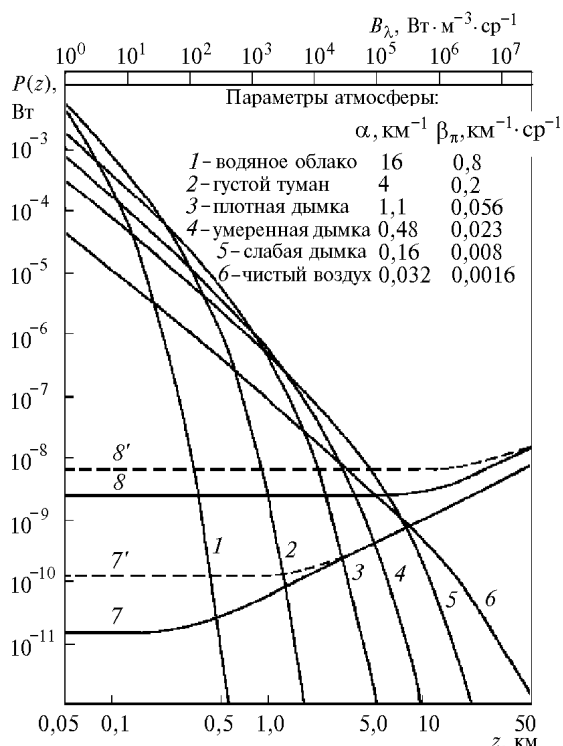


Рис. 1. Возможные значения лидарных сигналов на входе ФЭУ при зондировании однородных атмосферных образований

На рис. 1 для примера кривыми 1 – 6 показаны рассчитанные в приближении однократного рассеяния значения мощности  $P(z)$ , поступающей на вход приемной системы при зондировании некоторых однородных атмосферных образований лидаром с параметрами: энергия в импульсе  $W_0 = 0,3$  Дж при длительности  $\tau_0 = 20$  нс и длине волны излучения  $\lambda = 694,3$  нм, площадь приемного объектива  $A_0 = 0,05$  м<sup>2</sup>. Для известных значений  $g(z)$ ,  $K_0$  и  $K_c$  можно определить мощность сигнала, поступающего на фотодетектор. Кривые 7 и 8 определяют эквивалентные пороговые мощности  $P'_{\text{п.э}}$  [13] двух конкретных типов ФЭУ (ФЭУ-84 и ФЭУ-83 соответственно):

$$P'_{\text{п.э}} = P_{\text{п.т}} + P_{\text{п.ф}} = 2eM^2 \Delta f [I_{\text{т.к}} + S_{\lambda\text{к}} N]. \quad (3)$$

Здесь  $P_{\text{п.т}}$  и  $P_{\text{п.ф}}$  – пороговые мощности, определяемые темновым током катода  $I_{\text{т.к}}$  и внешним фоном, имеющим на входе ФЭУ мощность  $N = B_{\lambda} A_0 \Omega_{\text{п}} K_0 K_c \Delta\lambda$ ;  $B_{\lambda}$  – спектральная яркость фона, шкала которой приведена в верхней части рисунка;  $\Omega_{\text{п}} = 4,9 \cdot 10^{-6}$  ср – телесный угол;  $K_0, K_c = 0,2$ ;  $\Delta\lambda = 1$  нм – ширина полосы спектрального фильтра; коэффициент умножения  $M$  равен  $4 \cdot 10^5$  для ФЭУ-83 и  $10^6$  для ФЭУ-84. Для более точной оценки эквивалентной пороговой мощности необходимо учесть вклад в нее дробовых шумов тока сигнала  $I_c = S_{\lambda\text{к}} M \Phi(t)$ , среднеквадратическая составляющая которого равна  $i_c(t) = M \sqrt{2e S_{\lambda\text{к}} \Phi(t) \Delta f}$ , где  $\Phi(t) = g(t) K_0 K_c P(t)$ ;  $e$  – заряд электрона;  $\Delta f$  – ширина полосы электронного тракта. Пола-

гая, что на конечной дальности зондирования выполняется условие  $P_{\text{п.э}} = \Phi(z_k)$ , находим  $P_{\text{п.э}} = 2e \Delta f / S_{\lambda\text{к}}$ . Пунктирные кривые 7' и 8' на рис. 1 соответствуют пороговым мощностям  $P_{\text{п.э}} = P_{\text{п.с}} + P_{\text{п.ф}} + P_{\text{п.т}}$ , которые учитывают все шумы, ограничивающие  $D_{\text{л.с}}$  снизу. Задавшись значением  $B_{\lambda}$ , по зависимостям 7' или 8' можно определить уровень  $P_{\text{п.э}}$  для конкретного ФЭУ и, перенеся его на кривые 1–6, найти предельную теоретическую дальность зондирования соответствующего метеообразования при отношении сигнал-шум, равном 1. Приняв величину превышения отношения сигнал-шум на входе ФЭУ равной  $5 \div 10$ , можно определить потенциально достижимую дальность зондирования  $z_k$  и, соответственно, предельную величину  $D_{\text{л.с}}$ .

## Система классификации методов

При проектировании лидарной системы выбор конкретного аппаратного способа сжатия  $D_{\text{л.с}}$  требует проведения сравнительной оценки эффективности по задаваемым критериям качества [14]. В соответствии с предложенной классификацией [3, 4] (табл. 1) методы сжатия  $D_{\text{л.с}}$  и технические средства их реализации разделены на два больших класса: активные и пассивные. При этом, следуя [15], к первым отнесены методы, использующие технические средства, которые потребляют энергию дополнительного источника питания при сжатии  $D_{\text{л.с}}$ . Далее методы разделяются по функционально-конструктивному признаку на три подкласса: оптические; фотоэлектронные; электронные.

Кроме того, все методы делятся на две группы: одноимпульсные и многоимпульсные. Для первой группы достигаемое сжатие  $D_{\text{л.с}}$  таково, что сигнал регистрируется сразу со всей трассы при посылке одного зондирующего импульса. Во втором случае зондируемая трасса исследуется при посылке нескольких импульсов. От первого импульса сигнал регистрируется с ближнего участка трассы, от второго – с последующего и т.д.

По виду регулирования сигнала методы разделяются на подгруппы:

- функциональное непрерывное регулирование: путем домножения принятого сигнала на квадрат расстояния (времени) либо логарифмирования сигнала;
- ступенчатое регулирование, когда чувствительность приемной системы сохраняется постоянной в пределах одного участка трассы зондирования, а затем возрастает скачком при уменьшении эхосигнала до заданной величины;
- стробирование, когда эхосигналы принимаются при постоянной чувствительности в определенном интервале дальностей (времени).

Хотя строго в математическом понимании функциональными являются методы как первой, так и второй подгрупп, в дальнейшем термин «функциональные» будем относить только к первой, а вторые называть «ступенчатыми». Активные методы функционального регулирования разделим на линейные и нелинейные. В первом случае сжатие  $D_{\text{л.с}}$  осуществляется с помощью управляемых функциональных элементов, на которые кроме лидарного сигнала поступает регулирующее (управляющее) воздействие, и до определенного уровня лидарного сигнала эти элементы по отношению к входному сигналу остаются линейными. К ним относятся ФЭУ и электронные усилители с временной регулировкой усиления (ВРУ). Во втором случае коэффициент передачи функционального элемента (закон регулирования) зависит от величины воздействующе-

го на него лидарного сигнала. И при определенных уровнях последнего ФЭУ или электронные усилители

имеют логарифмическую амплитудную характеристику (ЛАХ).

Таблица 1

Обобщенная система классификации методов сжатия динамического диапазона лидарных сигналов

Методы	Вид регулирования	Пассивные			Активные			
		Оптические			Фотоэлектронные		Электронные	
Одноимпульсные	Функциональное линейное	Виньетирующие диафрагмы	простой формы	–	ВРУ ФЭУ по закону $t^2$	Управление по модулятору	Усилитель с ВРУ по закону $t^2$	
			компенсирующие $t^2$			Управление по диодам		
		Элементы, компенсирующие $t^2$	оптические клинья	электрооптический затвор		Управление напряжением питания		
			зеркала					
Функциональное нелинейное	–			Логарифмический ФЭУ		Логарифмический усилитель		
Многоимпульсные	Ступенчатое	Несколько приемных систем		–	ВРУ ФЭУ по ступенчатому закону		Усилитель с ВРУ по ступенчатому закону	
		Несколько зондирующих пучков			Съем сигналов с диодных нагрузочных сопротивлений			
		Приемная система с несколькими фотодетекторами						
		Сменные нейтральные светофильтры			ФЭУ с переключением коэффициента усиления		Усилитель со ступенчатым переключением коэффициента усиления	
	Сменные полевые диафрагмы							
Стробирование	Механический затвор		Электрооптический затвор	Стробируемый ФЭУ		Стробируемый усилитель		

В табл. 1 наибольший акцент сделан на оптические и фотоэлектронные методы как более перспективные для лидарных систем. Кроме того, сжатие динамического диапазона электрических сигналов достаточно полно описано в [15]. Предпочтительность сжатия  $D_{л.с}$  в оптическом или фотоэлектронном каналах очевидна, поскольку на последующие части приемной системы будут поступать сигналы с меньшей амплитудой.

Рассмотрим кратко представленные в табл. 1 технические реализации методов сжатия  $D_{л.с}$ . Пространственные фильтры (виньетирующие диафрагмы, оптические пленки, клинья и зеркала) являются пассивными функциональными элементами и осуществляют линейное ослабление лидарного сигнала по задаваемому закону [9, 10]. В теневой зоне лидара, когда  $g(z) = 0$ , сигнал из рассеивающего объема не поступает на фотодетектор. В переходной зоне виньетирование полевой диафрагмой потока обратнорассеянного излучения уменьшается, за счет этого увеличивается его часть, падающая на фотодетектор. Когда  $g(z)$  достигает 1, весь поток излучения, поступивший на входную апертуру приемной системы, полностью проходит через диафрагму. Варьируя ее размерами и местом ее установки, можно менять величину лидарного сигнала, падающего на фотодетектор [10]. Существенным недостатком при этом является потеря информации из ближних слоев атмосферы, что может сказаться на точности получаемых результатов. Некоторые специальные пространственные фильтры, компенсирующие квадрат расстояния в лидарном сигнале, рассмотрены в [10].

Многообъективная приемная система [16] осуществляет ступенчатое регулирование в оптическом канале лидара. Размещение на разных базах от передатчика двух и более приемных систем, имеющих различные диаметры входной апертуры и углы поля зрения, позволяет реализовать весь требуемый диапазон  $D_{л.с}$  при посылке одного зонди-

рующего импульса и обеспечить согласование  $D_{л.с i}$  с  $D_{вх i}^{АЦП}$  в каждом приемнике. Другой реализацией ступенчатого регулирования в оптическом канале является использование нескольких зондирующих пучков [17], которые пересекают оптическую ось приемника на различных расстояниях от места размещения лидара.

Использование в приемной системе нескольких фотодетекторов, включаемых в различные моменты времени, позволяет также осуществлять ступенчатое регулирование, хотя такой метод более близок к стробированию фотодетектора. Применение нескольких ФЭУ в одной приемной системе в сочетании с постоянными оптическими ослабителями, стоящими перед ними, тоже является примером ступенчатого регулирования  $D_{л.с}$ . Набор сменных нейтральных светофильтров и диафрагм при одном ФЭУ позволяет ступенчато менять чувствительность приемной системы для разных участков трассы и применяется в многоимпульсном зондировании.

Электрооптический затвор в зависимости от формы управляющего напряжения может осуществлять регулируемое ослабление сигнала и его стробирование. Его недостатком является малый диапазон изменения коэффициента пропускания ( $K_{max}/K_{min} < 20$ ).

Скоростной синхронный затвор, стоящий перед фотодетектором, отсекает сигналы от ближних участков трассы. С помощью нейтральных светофильтров ослабляют сигналы, превышающие по уровню максимально допустимые для используемого фотодетектора. Изменяя величину временной задержки затвора и светофильтры, можно по участкам прозондировать всю трассу. Способ применяется в лидарах для высотного зондирования атмосферы. Возможно использование для этих целей скоростных стробируемых ФЭУ. Однако для исследования быстро меняющихся атмосферных процессов все эти средства применимы только при многоимпульсном зондировании.

Для реализации алгоритма обработки  $S(z) = P(z)z^2$  [18, 19] применяется корректировка сигнала на квадрат расстояния (времени) в различных частях приемной системы [10, 16, 20]. Логарифмическое преобразование сигнала реализуется в фотоэлектронном и электронно-усилительном каналах [15, 22]. В усилителях это преобразование часто осуществляют совместно с коррекцией сигнала по дальности путем сложения с напряжением, изменяющимся по закону  $2\ln z$ , что эквивалентно реализации алгоритма  $\ln [P(z)z^2]$ .

В фотоэлектронном канале, используя ступенчатую ВРУ ФЭУ, скачком увеличивают коэффициент умножения  $M(t)$  для дальних участков трассы. Применяется также сьем сигналов с диодных нагрузочных сопротивлений [23]. В ряде лидаров применялись усилители со ступенчатым переключением коэффициента усиления [24].

### Совокупность оценочных критериев качества

Для сравнения различных технических средств, осуществляющих сжатие  $D_{л.с}$ , предложены следующие оценочные критерии их эффективности [3, 5]: достигаемая величина коэффициента сжатия динамического диапазона; интервал дальностей, на котором реализуется сжатие; относительное увеличение дальности зондирования; погрешность преобразования сигналов; помехоустойчивость. К вспомогательным показателям отнесем следующие: оперативность и надежность; конструктивные и массогабаритные характеристики; стоимостные факторы.

**Коэффициент сжатия динамического диапазона.** Регулирующий элемент приемной системы, осуществляющий сжатие  $D_{л.с}$ , описывается регулировочной характеристикой [15]:

$$V = f(F), \quad (4)$$

где  $V$  – выходной эффект от входного воздействия  $F$ . Входным воздействием для оптического канала является мощность  $P(t)$ , для фотодетектора –  $\Phi(t)$ , а для усилителя – напряжение  $U(t)$ . Для оптического канала выходной эффект равен  $\Phi(t)$ , а для фотодетектора и усилителя – напряжению электрического сигнала  $U(t)$ .

Динамический диапазон регулирующего элемента по входному воздействию равен

$$D_{вх} = F(t_n)/F(t_k), \quad (5)$$

где  $F(t_n)$  и  $F(t_k)$  – входные воздействия в моменты времени  $t_n$  и  $t_k$ , соответствующие началу и окончанию процесса регулирования сигнала.

В оптическом канале величина  $F(t_n)$  определяется параметрами приемопередающей системы, а  $F(t_k)$  – коэффициентом передачи пространственного фильтра [9, 10] либо минимальным уровнем мощности, которая регистрируется фотодетектором на уровне шумов (см. рис. 1). Для фотодетектора величина воздействия  $F(t_n)$  определяется максимально допустимым откликом импульсного тока, указанным в его паспортных данных, а  $F(t_k)$  характеризует минимальную величину мощности, при которой начинается регулировочная амплитудная характеристика (ЛАХ в случае нелинейного фотодетектора), либо минимальную величину мощности, позволяющую регистрировать сигнал на уровне шумов (для линейного фотодетектора), либо определяют величину сигнала в момент времени  $t_k$ , соответствующий

окончанию ВРУ [20]. Для логарифмического усилителя  $F(t_k)$  определяется входным напряжением, соответствующим началу ЛАХ, а  $F(t_n)$  – напряжением, соответствующим ее окончанию. Для электронного усилителя с ВРУ  $F(t_n)$  и  $F(t_k)$  определяются так же, как и для ВРУ ФЭУ.

Динамический диапазон сигнала на выходе регулирующего элемента определится как

$$D_{вых} = V(t_n)/V(t_k), \quad (6)$$

где отклики  $V(t_n)$  и  $V(t_k)$  соответствуют входным воздействиям  $F(t_n)$  и  $F(t_k)$  по (4). Аппаратурный коэффициент сжатия  $D_{л.с}$  равен

$$G = D_{вх}/D_{вых}. \quad (7)$$

Эффективность метода будет тем выше, чем больше достигнутое значение  $G$ .

**Интервал дальностей зондирования и его относительное увеличение** определяются из условия оптимального согласования входного динамического диапазона АЦП –  $D_{вх}^{АЦП}$  с выходным динамическим диапазоном приемной системы  $D_{вых}^{п.с}$ :

$$D_{вх}^{АЦП} = D_{вых}^{п.с}. \quad (8)$$

Введем величину  $\xi = z_k/z_n$ , которая характеризует максимально возможный интервал зондируемых дальностей при сжатии  $D_{л.с}$ , является функцией коэффициента  $G$  и зависит от характеристик регулирующего элемента. Сравнить отдельные методы друг с другом и с нерегулируемым преобразованием лидарного сигнала ( $G = 1$ ) удобнее по относительному увеличению дальности зондирования

$$\delta z = \xi(G)/\xi(1) = z_{кG}/z_{к.л}, \quad (9)$$

где  $z_{кG}$  и  $z_{к.л}$  – соответственно конечные дальности зондирования при использовании метода сжатия  $D_{л.с}$  и без него. Соотношение (9) определяет максимально возможную (теоретическую) оценку метода по увеличению интервала дальности зондирования.

**Погрешность преобразования лидарного сигнала** на регулирующем элементе является существенным фактором для задач зондирования, в которых количественная информация определяется непосредственно из профиля сигнала. При определении высоты границы облачности либо при решении задач зондирования, в которых используются относительные измерения амплитуд сигналов на разных длинах волн, прошедших через один и тот же регулирующий элемент, требования к погрешности преобразования снижаются.

Погрешность определяется отклонением  $\Delta V(t)$  реализованной регулировочной характеристики  $f(F)$  от задаваемого закона функционального преобразования  $\varphi(F)$ :

$$\Delta V(t) = f[F(t)] - \varphi[F(t)], \quad (10)$$

а также относительной величиной этого отклонения

$$\delta V(t) = \Delta V(t)/\varphi[F(t)]. \quad (11)$$

Величины  $\Delta V(t)$  и  $\delta V(t)$  зависят от амплитуды сигнала, момента времени регулирования и других факторов, определяемых видом используемого регулирующего элемента и его влиянием на величину коэффициента передачи  $K_{пр}(t)$ , определяемым по (2).

**Помехоустойчивость.** По этому критерию эффективность определяется увеличением или сохранением в прежних пределах отношения сигнал-шум и характеризуется величиной  $[D_{SN}(t)]_G/[D_{SN}(t)]_1$ , где  $[D_{SN}(t)]_G$  и  $[D_{SN}(t)]_1$  – отношения сигнал-шум, соответственно, при использовании какого-либо метода сжатия динамического диапазона и без него. Поскольку величина лидарного сигнала непрерывно изменяется, введено понятие динамического отношения сигнал-шум [8]:

$$D_{SN}(t) = \frac{I_c^2(t)}{I_{ш}^2(t)} = \frac{[K_0 K_c g(t) S_{\lambda,K} A_0 W_0 \beta_{\pi}(t) T^2(t) t^{-2}/c]^2}{2e\Delta f \{K_0 K_c S_{\lambda,K} A_0 [g(t) W_0 \beta_{\pi}(t) T^2(t) t^{-2}/c + B_{\lambda}(t) \Omega_n \Delta \lambda] + I_{т,к}\}^2} \quad (12)$$

которое дает наиболее полную оценку метода по критерию помехоустойчивости.

Среди других учитываемых факторов кратко остановимся на следующих.

**Оперативность** используемого метода особенно важна, когда исследуются нестационарные процессы, происходящие в атмосфере. По этому критерию следует отдать предпочтение методам, позволяющим регистрировать информацию со всей трассы зондирования при посылке только одного зондирующего импульса. Многоимпульсные методы, естественно, менее оперативны.

**Надежность.** Для оптических регулирующих элементов надежность определяется стабильностью сохранения функции геометрического фактора  $g(z)$ , за счет которой осуществляется сжатие  $D_{л.с}$  в интервале ее действия, или количеством используемых элементов при ступенчатом регулировании. При реализации сжатия  $D_{л.с}$  в фотодетекторе и усилителе применимы обычные методы оценки надежности электронных систем. В целом надежность определяется сложностью регулирующих устройств.

При эксплуатации лидаров, использующих устройства сжатия  $D_{л.с}$ , значительную роль играют *конструктивные и массогабаритные факторы*, с которыми непосредственно связаны *стоимостные характеристики* лазерных систем [21]. Экономические факторы позволяют оценить качество и экономичность устройств в процессе их эксплуатации, методы контроля и проверки параметров аппаратуры. Количественная оценка методов по этим факторам выходит за рамки данной статьи.

## Сравнительный анализ методов

Введенные оценочные критерии позволяют провести сравнительный анализ методов сжатия  $D_{л.с}$  в обобщенном виде без относительной привязки к месту размещения регулирующего элемента в приемной системе и, при необходимости, дают возможность конкретизации его отдельных характеристик. Ниже анализируются методы функционального (компенсация квадрата расстояния и логарифмическое преобразование) и ступенчатого регулирования как получившие наибольшее распространение.

### Сравнение методов по коэффициенту сжатия динамического диапазона

*Метод компенсации квадрата расстояния (ККР)* является линейным преобразованием относительно входного воздействия  $F(t)$ . В соответствии с (1) и (5)  $D_{вх} = D_{л.с}$ . Вы-

ходное воздействие  $V(z)$  и выходной динамический диапазон  $D_{вых}^{ККР}$  определяются как

$$[V(z)]_{ККР} = F(z) z^2; \quad (13)$$

$$D_{вых}^{ККР} = \frac{g(z_n) \beta_{\pi}(z_n)}{g(z_k) \beta_{\pi}(z_n)} \exp \left[ 2 \int_{z_n}^{z_k} \alpha(z) dz \right]. \quad (14)$$

А коэффициент сжатия

$$G_{ККР} = (z_k/z_n)^2 \quad (15)$$

зависит только от интервала дальностей  $z_n \div z_k$ , на котором реализуется регулировочная характеристика. Как отмечалось выше, активные методы ККР ограничиваются верхним значением входного воздействия  $F(z_n) \leq F_{max}$  [15, 20], вызывающим режим насыщения в регулирующем элементе. Его можно уменьшить за счет ослабления величины  $F(z_n)$  с помощью аттенюатора, стоящего перед регулирующим элементом. Поскольку при  $F(z_n) < F_{max}$  выражение (13) линейно относительно  $F(z)$ , то нижний предел для входного воздействия теоретически ограничивается только уровнем шумов,  $F(z_k) \geq F_{ш}$ . Практически  $F(z_k)$  определяется диапазоном действия регулировочной характеристики, имеющей свои пределы как для оптического [9, 10], так и для фотоэлектронного [20] или электронного [15] регулирующих элементов.

*Метод логарифмического преобразования (ЛП)* в пределах действия ЛАХ является нелинейным преобразованием  $F(z)$  и реализуется при больших уровнях входного сигнала [15, 22]. Нижнее пороговое значение  $F(z_k) = F_{min}$  определяет начало ЛАХ, поэтому в соответствии с [15]:

$$[V(z)]_{ЛП} = V(z_k) \{ \ln [F(z)/F(z_k)] + 1 \}. \quad (16)$$

При  $F(z) < F_{min}$  ЛАХ переходит в линейно-логарифмическую, а при дальнейшем уменьшении  $F(z)$  – в линейную характеристику. Динамический диапазон сигнала на выходе регулирующего элемента и коэффициент сжатия равны

$$D_{вых}^{ЛП} = \ln D_{вх} + 1; \quad (17)$$

$$G_{ЛП} = D_{вх}/(\ln D_{вх} + 1). \quad (18)$$

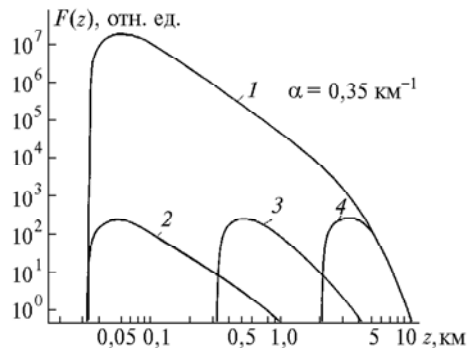


Рис. 2. Ступенчатое регулирование лидарного сигнала в оптическом канале: 1 – общий поток обратнорассеянного излучения; 2, 3, 4 – сигналы на входе фотодетекторов в отдельных оптических приемниках

Из (18) видно, что метод ЛП позволяет достигать довольно больших значений  $G$ , если ЛАХ нелинейного элемента обладает значительной величиной  $D_{\text{вх}}$ . Поскольку у реальных логарифмических преобразователей  $D_{\text{вх}}^{\text{ЛП}} = 10^5 \div 10^6$  [15, 22], то  $G_{\text{ЛПmax}} \approx 8 \cdot 10^3 \div 6,7 \cdot 10^4$ .

Метод ступенчатой регулировки (СР) реализуется, как отмечено выше, либо путем дискретного деления уровня входного воздействия, либо с помощью дискретной регулировки коэффициента передачи регулирующего элемента. На рис. 2 показан пример ступенчатой регулировки, когда лидарный сигнал принимается на несколько приемных систем [16].

Будем считать, что при ступенчатом регулировании изменения коэффициента передачи происходят при значениях входного воздействия  $F = F_1, F_2, F_3, \dots, F_n$ . Тогда отношения

$$D_{\text{вх}1} = F_1/F_n; D_{\text{вх}2} = F_2/F_1; \dots D_{\text{вх}n} = F_n/F_{n-1}, \quad (19)$$

где  $F_n$  – начальное значение воздействия, задающего характеристику

$$[V(z)]_{\text{СР}i} = K_i F(z) \quad (20)$$

с линейным коэффициентом  $K_i$  передачи  $i$ -й ступени регулирующего элемента, будут определять динамические диапазоны отдельных  $n$  ступеней регулировки. Для упрощения реализации метода СР обычно принимают  $D_{\text{вх}i} = D_{\text{вх}i+1} = D_{\text{вх}}$ , т.е. каждая ступень работает в одинаковом линейном режиме (рис. 3).

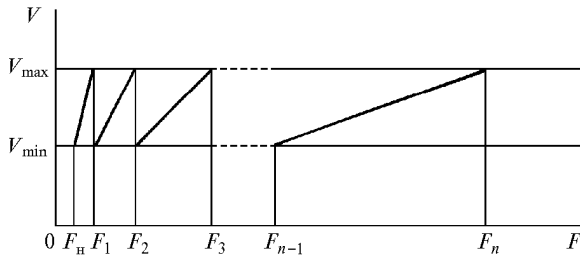


Рис. 3. Ступенчатая регулировочная характеристика при линейном преобразовании в каждой ступени

Тогда при  $n$  ступенях регулирования динамический диапазон всего устройства по входному воздействию

$$D_{\text{вх}}^{\text{СР}} = F_n/F_n = [D_{\text{вх}i}]^n, \quad (21)$$

а динамический диапазон по выходному эффекту, как видно из рис. 3:

$$D_{\text{вых}}^{\text{СР}} = D_{\text{вых}i}. \quad (22)$$

Коэффициент сжатия динамического диапазона с учетом (19)÷(22) определится как

$$G_{\text{СР}} = [D_{\text{вх}i}]^{n-1} = [D_{\text{вх}}]^{n-1} = [D_{\text{вх}}]^{(n-1)/n}. \quad (23)$$

Если известны динамические диапазоны одной ступени  $D_{\text{вх}i}$  и лидарного сигнала  $D_{\text{вх}}$ , то необходимое число ступеней регулирования

$$n = \ln(D_{\text{вх}}/D_{\text{вх}i}), \quad (24)$$

а выходной динамический диапазон

$$D_{\text{вых}}^{\text{СР}} = (D_{\text{вх}})^{1/n}. \quad (25)$$

Сравним методы по достигаемому значению  $G$ . На рис. 4 показаны зависимости (15), (18) и (23). Поскольку метод ККР в интервале своей реализации не зависит от  $D_{\text{вх}}$ , значения  $G_{\text{ККР}}$  изображаются горизонтальными прямыми. В области малых значений  $D_{\text{вх}}$  (до  $10^4 \div 10^5$ ) метод ККР обеспечивает достижение наибольших значений  $G$ . Метод ЛП дает такое же примерно значение  $G$ , как и метод СР при 4÷5 ступенях. Следует отметить, что зависимость  $G_{\text{ЛП}}(D_{\text{вх}})$  (кривая 7) справедлива только до значений  $G_{\text{ЛПmax}} \approx 10^4$ . Активные методы ККР также имеют ограничения по  $D_{\text{вх}} \leq 10^5$ . Для реализации наибольших значений  $G$  при  $D_{\text{вх}} > 10^5$  более предпочтительным является метод СР с числом ступеней, определяемым выражением (24), либо комбинация метода СР при  $n = 2$  с ККР в каждой ступени [16].

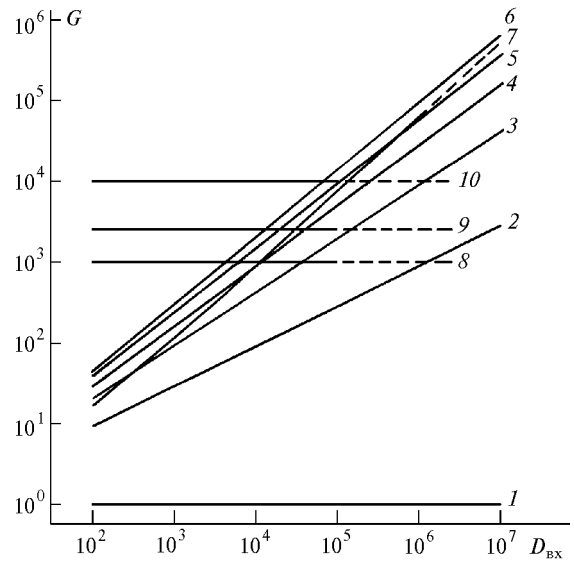


Рис. 4. Значения коэффициента сжатия для различных методов регулирования: 1 ÷ 6 – СР (номер кривой соответствует числу ступеней регулирования); 7 – ЛП; 8 ÷ 10 – ККР (8 –  $G = 10^3$ , 9 – 2500, 10 –  $10^4$ )

Поскольку методы ККР и ЛП имеют примерно одинаковый верхний предел по  $D_{\text{вх}}$ , сравним их. Для упрощения анализа рассмотрим случай однородной атмосферы, при постоянных значениях  $\alpha(z)$  и  $\beta_{\text{п}}(z)$ . Если методы реализуются на одном и том же интервале  $z_n \div z_k$ , т.е. при одном  $D_{\text{вх}}$ , то, деля (18) на (15), получаем

$$\frac{G_{\text{ЛП}}}{G_{\text{ККР}}} = \frac{\exp[2\tau_n(z_k/z_n - 1)]}{2\ln(z_k/z_n) + 2\tau_n(z_k/z_n - 1)}. \quad (26)$$

Зависимость (26) представлена на рис. 5 для двух значений оптической толщины  $\tau_n = \alpha z_n$  в теневой зоне лидара. Из рисунка и соотношения (26) видно, что метод ЛП является более эффективным только в сильно замутненных средах при малой величине  $z_k/z_n$ , когда основной вклад в  $D_{\text{лс}}$  вносит экспоненциальное ослабление, либо на очень больших интервалах  $z_k/z_n \geq 60$ . Штрихпунктирная кривая ограничивает справа область  $D_{\text{вх}} > 10^5$ , где действуют отмеченные выше ограничения для рассматриваемых методов. На рис. 5 показаны также зависимости  $G_{\text{СР}}/G_{\text{ККР}}$ , полученные при

тех же допущениях, что и  $G_{\text{ЛП}}/G_{\text{ККР}}$ . В слабо замутненных средах (при  $\tau_n < 0,02$ ) метод ККР эффективнее метода СР с  $n = 4$  на всем интервале  $z_n \div z_k$ . Однако уже при  $\tau_n = 0,1$  метод СР становится более эффективным на коротких интервалах  $z_n \div z_k$  даже при малом числе ступеней.

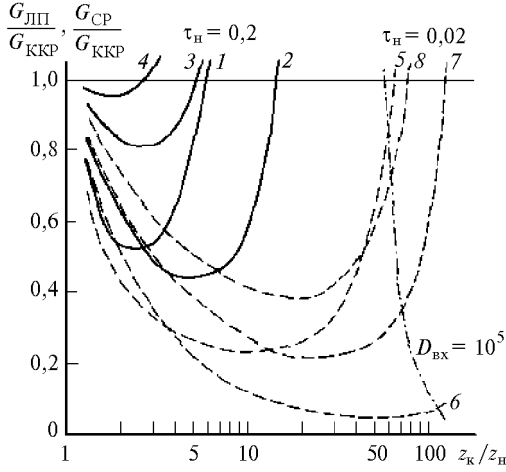


Рис. 5. Относительная эффективность коэффициента сжатия для методов ЛП и СР по сравнению с ККР: 1, 5 – ЛП; 2, 6 – СР (при  $n = 2$ ); 3, 7 – СР (при  $n = 3$ ); 4, 8 – СР (при  $n = 4$ )

Зависимости  $D_{\text{вых}}(D_{\text{вх}})$ , определяемые соотношениями (15), (17) и (25), показаны на рис. 6. Линии, параллельные оси абсцисс, соответствуют трем значениям  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$  (6, 7 и 8 разрядов). Необходимый метод сжатия  $D_{\text{л.с}}$  можно выбрать, исходя из этих зависимостей, при задаваемых значениях  $D_{\text{вх}}$  и  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$  с учетом отмеченных замечаний относительно максимально возможных значений  $D_{\text{вх max}}^{\text{ЛП}}$  и  $D_{\text{вх max}}^{\text{ККР}}$ , которые зависят от свойств регулирующих элементов. Точки пересечения зависимостей  $1 \div 10$  с линиями  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$  определяют теоретически достижимые значения динамического диапазона входного лидарного сигнала  $D_{\text{вх max}}$  при использовании выбранного метода. В табл. 2 представлены эти значения.

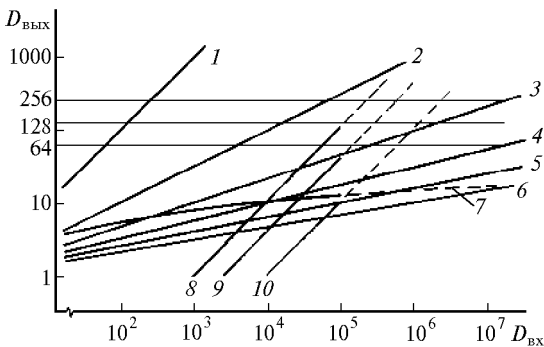


Рис. 6. Сравнение методов по достигаемому выходному динамическому диапазону: 1 ÷ 6 – СР (номер кривой соответствует числу ступеней регулирования); 7 – ЛП; 8 ÷ 10 – ККР (8 –  $G = 10^3$ , 9 – 2500, 10 –  $10^4$ )

Из данных табл. 2 видно, что метод СР уже при  $n = 4$  позволяет регистрировать лидарные сигналы практически от всех атмосферных образований, показанных на рис. 1. По достигаемой величине  $D_{\text{вх max}}$  методы ККР и СР (при  $n = 3$ )

примерно одинаковы, а при двух ступенях регулирования последний хуже, чем метод ККР, при  $G_{\text{ККР}} = 10^3$ .

Таблица 2

**Сравнение методов по теоретически достижимому значению  $D_{\text{вх max}}$**

Метод регулирования			Максимально достижимые значения $D_{\text{вх max}}$		
			$D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} = 64$	$D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} = 128$	$D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} = 256$
Отсутствует ( $G = 1$ )			$0,640 \cdot 10^2$	$1,280 \cdot 10^2$	$2,560 \cdot 10^2$
СР	$n =$	2	$4,096 \cdot 10^3$	$1,638 \cdot 10^4$	$6,554 \cdot 10^4$
		3	$2,621 \cdot 10^5$	$2,097 \cdot 10^6$	$1,678 \cdot 10^7$
		4	$1,678 \cdot 10^7$	$2,684 \cdot 10^8$	$4,295 \cdot 10^9$
		5	$1,074 \cdot 10^9$	$3,436 \cdot 10^{10}$	$1,099 \cdot 10^{12}$
		6	$6,872 \cdot 10^{10}$	$4,398 \cdot 10^{12}$	$2,815 \cdot 10^{14}$
ККР	$G =$	1000	$6,400 \cdot 10^4$	$1,280 \cdot 10^5$	$2,560 \cdot 10^5$
		2500	$1,600 \cdot 10^5$	$3,200 \cdot 10^5$	$6,400 \cdot 10^5$
		10000	$6,400 \cdot 10^5$	$1,280 \cdot 10^6$	$2,560 \cdot 10^6$
ЛП			$2,294 \cdot 10^{24}$	$1,430 \cdot 10^{55}$	$5,560 \cdot 10^{70}$

**Сравнение по относительному увеличению дальности зондирования**

В соответствии с (9) сравним три метода по увеличению дальности зондирования с обычным лидаром, имеющим  $D_{\text{вых}}^{\text{Л}}$ , при условии, что АЦП имеет один и тот же  $D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}$ :

$$D_{\text{вых}}^{\text{Л}} = D_{\text{вых}}^{\text{ЛП}} = D_{\text{вых}}^{\text{ККР}} = D_{\text{вых}}^{\text{СР}} = D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} \quad (27)$$

Будем считать, что реализация методов начинается при одном и том же значении входного воздействия  $F(z_n)$  и равенство (27) выполняется соответственно на следующих интервалах:  $z_n \div z_{к.л}$  – для обычного лидара,  $z_n \div z_{к.ЛП}$  – при ЛП,  $z_n \div z_{к.ККР}$  – при ККР и  $z_n \div z_{к.СР}$  – при СР (для  $n \geq 2$ ). Для упрощения анализа примем, что атмосфера вдоль трассы зондирования однородна.

При отсутствии регулирования ( $G = 1$ ), полагая, что  $D_{\text{вх}} = D_{\text{л.с}}$ , из (27) и (1) имеем для обычного лидара

$$\ln(z_{к.л}/z_n) + \tau_n (z_{к.л}/z_n - 1) = 0,5 \ln D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} \quad (28)$$

Аналогичным образом с помощью соотношений (17), (14) и (25) получаем соответственно для методов ЛП, ККР и СР

$$\ln(z_{к.ЛП}/z_n) + \tau_n (z_{к.ЛП}/z_n - 1) = 0,5(D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} - 1); \quad (29)$$

$$\tau_n (z_{к.ККР}/z_n - 1) = 0,5 \ln D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}}; \quad (30)$$

$$\ln(z_{к.СР}/z_n) + \tau_n (z_{к.СР}/z_n - 1) = (n/2) \ln D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} \quad (31)$$

При  $n = 1$  выражение (31) переходит в (28). Из табл. 2 видно, что теоретически достижимые значения  $D_{\text{вх max}}$  при методе ЛП намного превышают реально достижимые значения  $D_{\text{вх}}^{\text{ЛП}} = 10^5 \div 10^8$ , поэтому была проведена оценка  $(\delta z)_{\text{ЛП}}$  для  $D_{\text{вх}}^{\text{ЛП}} = 10^5$  из уравнения (29), модифицированного к следующему виду:

$$\ln(z_{к.ЛП}/z_n) + (z_{к.ЛП}/z_n - 1) = 0,5 \ln(D_{\text{вх}}^{\text{АЦП}} - 1). \quad (32)$$

Для определения относительного увеличения дальностей зондирования  $(\delta z)_{\text{ЛП}} = z_{к.ЛП}/z_{к.л}$ ,  $(\delta z)_{\text{ККР}} = z_{к.ККР}/z_{к.л}$  и

$(\delta z)_{CP} = z_{к,CP}/z_{к,л}$  необходимо совместно решить уравнение (28) соответственно с (30), (31) и (32). Некоторые результаты их численного решения представлены на рис. 7.

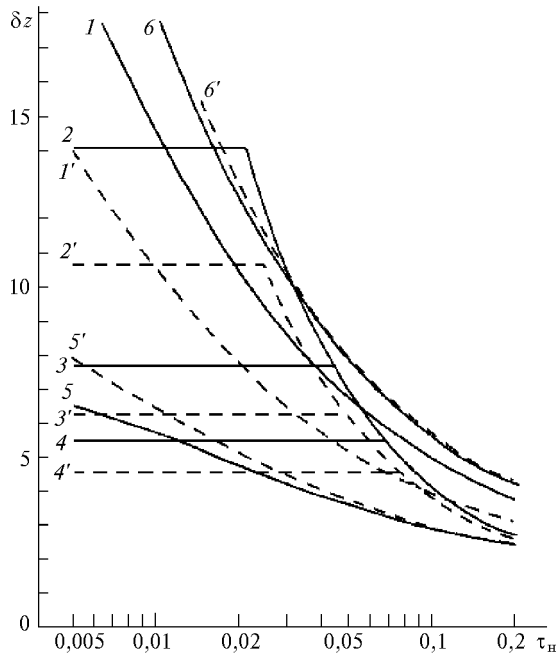


Рис. 7. Относительное увеличение дальности зондирования для трех методов сжатия динамического диапазона при  $D_{вх}^{АЦП} = 64$  (сплошные кривые),  $D_{вх}^{АЦП} = 128$  (пунктирные кривые): 1, 1' – ЛП; 2 ÷ 4 и 2' ÷ 4' – ККР ( $2 - G = 10^4$ ,  $3 - 2500$ ,  $4 - 10^3$ ); 5, 6 и 5', 6' – СР ( $5 - n = 2$ ,  $6 - n = 3$ )

В связи с тем что  $D_{л,с}$  является функцией  $z^2$  и коэффициента ослабления излучения  $\alpha$ , зависимости  $(\delta z)$  представлены как функции  $\tau_n = \alpha z_n$ , а параметрами являются два значения  $D_{вх}^{АЦП}$ , равные 64 и 128, которые соответствуют наиболее распространенным АЦП. Такое представление зависимостей  $(\delta z)$  позволяет проводить анализ методов сжатия  $D_{л,с}$  при любой величине теневой зоны  $z_n$  для различных значений коэффициента ослабления  $\alpha$ .

Из рис. 7 (кривые 1 и 1') видно, что с учетом ограниченного реального значения  $D_{лп}^{АЦП}$  увеличение  $D_{вх}^{АЦП}$  не приводит к увеличению относительной дальности зондирования. Поэтому в лидарах, использующих регулирующие элементы с ЛАХ, нет необходимости применять АЦП с большим значением  $D_{вх}^{АЦП}$ .

Для метода ККР характерно, что  $(\delta z)_{ККР}$  уменьшается с увеличением  $D_{вх}^{АЦП}$ , так как при этом интервал  $z_n \div z_{к,л}$  увеличивается быстрее, чем интервал  $z_n \div z_{к,ККР}$ . Поскольку в реальном лидаре достигаемое отношение  $z_{к,ККР}/z_n$  ограничено в соответствии с (15) значением  $G_{ККР}$ , зависящим от свойств компенсирующего элемента, то для  $(z_{к,ККР}/z_n)$  имеется максимальный предел

$$(z_{к,ККР}/z_n)_{\max} \leq (G_{ККР})^{1/2}, \quad (33)$$

после которого компенсация квадрата расстояния прекращается и регулирующий элемент переходит в линейный (для ВРУ ФЭУ или усилителя с ВРУ) или более сложный (для пространственных фильтров) режим регулирования. Поэтому отношение  $z_{к,ККР}/z_n$  после окончания процесса

регулирования остается постоянным. Точки перегиба на кривых 2 ÷ 4 и 2' ÷ 4' (см. рис. 7) определяются при подстановке (15) в (30) из условия

$$\tau_n = \ln D_{вх}^{АЦП} / 2[(G_{ККР})^{1/2} - 1]. \quad (34)$$

В табл. 3 приведены значения  $(\delta z)_{ККР, \max}$ , которые соответствуют точкам перегиба. Эти значения достигаются при слабых замутнениях атмосферы или при малых величинах теневых зон. С ростом  $\tau_n$  значения  $(\delta z)_{ККР}$  уменьшаются, что обусловлено увеличением веса экспоненциального множителя в динамике лидарного сигнала, который не компенсируется при реализации этого метода.

Таблица 3

Максимально достижимые значения относительного увеличения дальности зондирования при компенсации квадрата расстояния

$D_{вх}^{АЦП}$	$(\delta z)_{ККР, \max}$		
	$G = 10^3$	$G = 2,5 \cdot 10^3$	$G = 10^4$
64	5,5	7,7	14,1
128	4,6	6,3	10,9
256	3,9	4,8	8,4

Метод СР при  $n = 2$  дает увеличение  $(\delta z)_{CP}$  при возрастании  $D_{вх}^{АЦП}$ , хотя с ростом  $\tau_n$  эта разница уменьшается. Но уже при  $n \geq 3$  увеличение  $D_{вх}^{АЦП}$  не оказывает существенного влияния на изменение  $(\delta z)_{CP}$ , что обусловлено более быстрым ростом  $z_{к,л}/z_n$  по сравнению с  $z_{к,CP}/z_n$  при большой величине  $D_{вх}^{АЦП}$ . В области  $\tau_n \geq 0,1$  увеличение  $(\delta z)_{CP}$  происходит линейно с ростом числа ступеней, а в менее плотной среде это возрастание нелинейно.

Из рис. 7 видно, что при  $D_{вх}^{АЦП} = 128$  наибольший эффект для всех атмосферных ситуаций обеспечивает метод СР (при  $n \geq 3$ ), затем следует метод ККР (в интервале  $0,01 \leq \tau_n \leq 0,09$  при  $G_{ККР} = 10^4$  и в интервале  $0,03 \leq \tau_n \leq 0,09$  при  $G_{ККР} = 2,5 \cdot 10^3$ ), затем метод ЛП. Метод СР при  $n = 2$  имеет преимущества только в области малых  $\tau_n$ , когда ограниченная величина отношения  $z_{к,ККР}/z_n$ , определяемая соотношением (34), не обеспечивает компенсацию  $z^2$  на всем интервале дальностей. Применение шестиразрядного АЦП ( $D_{вх}^{АЦП} = 64$ ) дает иную картину по реализации  $\delta z$ . В этом случае метод ККР при  $G_{ККР} = 10^4$  имеет определенные преимущества по увеличению относительной дальности зондирования  $\delta z$  даже по сравнению с методом СР (при  $n \geq 3$ ) в области  $0,016 \leq \tau_n \leq 0,032$ , а по сравнению с методом ЛП в более широкой области значений  $\tau_n$ .

### Сравнение методов по динамическому отношению сигнал-шум

Для современных ФЭУ эквивалентную пороговую мощность определяют первое и второе слагаемые в знаменателе (12), поэтому влиянием темнового тока ФЭУ можно пренебречь. Считая для упрощения, что атмосфера вдоль трассы зондирования однородна и яркость фона в процессе регистрации не изменяется, выражение для динамического отношения сигнал-шум представим как [8]:

$$D_{SN}(t) = \frac{S_{\lambda_k} [A_c K_1(t) \beta_\pi T(t) t^{-2}]^2}{2e\Delta f [A_c K_1(t) \beta_\pi T(t) t^{-2} + A_\phi K_2(t) B_\lambda]}, \quad (35)$$



где  $A_c$  учитывает аппаратные постоянные в лидарном уравнении;  $A_\phi$  – аппаратную постоянную приемной системы в пассивном режиме регистрации фонового излучения;  $K_1(t)$  – коэффициент пропускания приемной системы, учитывающий функцию геометрического фактора;  $K_2(t)$  – коэффициент пропускания оптической системы для фонового излучения.

Из (35) видно, что  $D_{SN}(t)$  не зависит от  $M(t)$ , т.е. регулирование в ФЭУ не изменяет величину динамического отношения сигнал-шум, поскольку потоки обратнорассеянного и фонового излучений подвергаются одинаковым преобразованиям. Этот вывод справедлив только до уровня мощностей этих излучений, при которых  $I_c(t)$  и  $I_\phi(t)$  не оказывают существенного влияния на перераспределение токов делителя напряжения ФЭУ. Аналогичное заключение о неизменности соотношения сигнал-шум можно получить и для регулирования коэффициента усиления в электронном тракте лидара. Регулирование в оптической части приемной системы меняет отношение сигнал-шум.

Законы изменения коэффициента  $K_i(t)$  зависят от применяемого метода сжатия  $D_{л.с.}$ . Для оптического метода ККР имеем

$$K_1(t) = \begin{cases} 0, & t_0 \geq t \geq 0 \\ f(t), & t_h \geq t \geq t_0, \\ K_0(t/t_h)^2, & t_k \geq t \geq t_h \end{cases} \quad (36)$$

где  $t_0$  – время, соответствующее моменту окончания теневой зоны лидара;  $t_h$  и  $t_k$  – моменты времени начала и конца процесса регулирования;  $f(t)$  – коэффициент пропускания пространственного фильтра в переходной зоне [10], определяющий передний фронт лидарного сигнала;  $K_0$  – значение коэффициента пропускания приемной системы в начале процесса регулирования.

Для метода СР с тремя ступенями имеем

$$K_1(t) = \begin{cases} K_{C1}, & t_{k1} \geq t \geq t_{h1} \\ K_{C2}, & t_{k2} \geq t \geq t_{h2}, \\ K_{C3}, & t_{k3} \geq t \geq t_{h3} \end{cases} \quad (37)$$

При этом  $K_{C1} \leq K_{C2} \leq K_{C3}$ , а моменты времени начала  $t_{ki}$  и окончания  $t_{hi+1}$  регулирования в различных ступенях могут иметь разные соотношения, зависящие от конкретной реализации метода. В лидаре, имеющем несколько приемников, необходимо выбирать  $t_{k1} > t_{h2}$ .

При использовании пространственных фильтров, компенсирующих квадрат расстояния, коэффициент пропускания потока обратнорассеянного излучения меняется по зависимости (36) за счет перемещения пятна изображения по этому элементу [10], а поток фонового излучения проходит через весь элемент и не изменяется им в процессе регистрации, т.е.  $K_2(t) = K_\phi$ . Таким образом, при функциональном регулировании в оптической части для  $t_k \geq t \geq t_h$  имеем

$$D_{SN}(t) = \frac{S_{\lambda,k} [A_c K_0 \beta_\pi T^2(t) t_h^{-2}]^2}{2e\Delta f [A_c K_0 \beta_\pi T^2(t) t_h^{-2} + A_\phi K_\phi B_\lambda]} \quad (38)$$

Сравнивая (35) и (38), видим, что во втором случае  $D_{SN}(t)$  гораздо слабее зависит от времени. Для ночных условий ( $B_\lambda = 0$ )

$$D_{SN}(t) \sim [T(t)]^2, \quad (39)$$

а для дневных (превалирует второе слагаемое в знаменателе (38))

$$D_{SN}(t) \sim [T(t)]^4. \quad (40)$$

В то время как при отсутствии регулирования из (12) в первом случае имеем  $D_{SN}(t) \sim [T(t)/t]^2$ , а во втором  $D_{SN}(t) \sim [T(t)/t]^4$  (см., например, [1]).

Для оптических методов СР в пределах одной ступени  $D_{SNi}(t)$  изменяется во времени, как и в обычном лидаре, по зависимости (35), поскольку в этом случае  $K_1(t) = K_{Ci}$ ,  $K_2(t) = K_{\phi i}$ , где номер ступени  $i = 1, 2, 3$ . Однако для дальних участков трассы всегда выбирают  $K_{\phi 3} < K_{\phi 2} < K_{\phi 1}$  за счет уменьшения угла поля зрения приемной системы [16]. Поэтому даже при  $K_{C1} = K_{C2} = K_{C3}$  величина  $D_{SN2}(t)$  в начале второй ступени превышает значение  $D_{SN1}(t)$  в конце первой ступени, а соответствующим выбором  $K_{\phi i}$  и  $K_{Ci}$  можно достичь

$$D_{SN1}(t_{k1}) \approx D_{SN2}(t_{k2}) \approx D_{SN3}(t_{k3}). \quad (41)$$

Таким образом, величина  $D_{SN3}(t_{k3})$  будет в значительной степени превышать величину динамического отношения сигнал-шум для гипотетического лидара, не использующего какого-либо метода сжатия  $D_{л.с.}$  на той же дальности  $z_{к.г.}$

Проведенный анализ показывает, что оптические методы сжатия  $D_{л.с.}$  позволяют более чем на порядок улучшить отношение сигнал-шум и за счет этого увеличить дальность зондирования и повысить точность лидарных измерений.

### Оценка погрешности преобразования сигналов при регулировании

Вид регулирующего элемента, используемого для сжатия  $D_{л.с.}$ , существенным образом влияет на точность информации, извлекаемой из лидарного сигнала. Если считать, что все элементы приемной системы работают в линейном режиме, то погрешность фиксируемой лидарной информации будет целиком определяться погрешностью регистрирующего устройства, например погрешностью квантования сигнала в АЦП. Поэтому наименьшей погрешностью преобразования обладают методы СР, в которых фотоэлектронный и электронный каналы работают в линейном режиме. В случае осуществления ступенчатой регулировки путем дискретного изменения коэффициента передачи, как это, например, осуществлено в ФЭУ [23] или в усилителе [24], происходит частичная потеря информации в моменты скачкообразного переключения коэффициента передачи с одного диапазона на другой. Наиболее приемлем метод СР в оптическом канале при нескольких приемных системах [16], когда фотоэлектронная и последующие части каждой приемной системы работают в одном динамическом диапазоне. Однако при этом возникает необходимость взаимной калибровки чувствительности приемных систем на перекрывающихся участках трассы зондирования (см. рис. 2).

Для методов ККР за счет отклонения регулировочной характеристики от точного квадратичного закона  $\phi[F(z)] = az^2$  существует погрешность в коэффициенте передачи. Относительная погрешность (при постоянстве регулировочной характеристики) является функцией расстояния

$$\delta V(z) = \{f[F(z)]_{ККР} - az^2\}/az^2, \quad (42)$$

где  $a$  – константа;  $f[F(z)]_{\text{ККР}}$  – реальная характеристика регулирующего элемента. Если погрешности  $\delta V(z)$  и  $\Delta V(z)$  в интервале действия регулировочной характеристики  $z_n \div z_k$  постоянны, т.е. для каждой дальности зондирования существует среднее постоянное значение отклонения  $\Delta V(z_i)$ , то его можно учесть путем введения коэффициента

$$K(z_i) = a(z_i)^2 f[F(z_i)], \quad (43)$$

на который домножаются ординаты оцифрованного в АЦП лидарного сигнала при последующей обработке в ЭВМ. Таким образом, погрешность регулировочной характеристики может быть скорректирована. Для оптических регулирующих элементов эта коррекция справедлива, если отсутствуют разбустировки оптических осей и структура пятна лазерного излучения не меняется от импульса к импульсу. Для активных регулирующих элементов коррекция (43) справедлива, если величина  $F(z_i)$  не превышает значений, переводящих ВРУ ФЭУ или усилитель с ВРУ в нелинейный режим.

Более сложным является учет отклонений амплитуды регулировочной характеристики, реализуемой при методе ЛП, от теоретической зависимости (16), поскольку реальная  $[V(z)]_{\text{ЛП}}$  имеет участки с различной функциональной зависимостью  $V = f(F)$  [15]. Необходимо работать при определенных уровнях входных сигналов на том участке регулировочной характеристики, где реализуется ЛАХ. Однако в зависимости от атмосферных условий значение  $\beta_{\text{л}}$  может меняться на несколько порядков, и из-за этого величина сигнала в ближней зоне лидара изменяется в пределах двух и более порядков (см. рис. 1). Поэтому метод ЛП может давать большие ошибки при обработке информации.

### Сравнение по другим оценочным критериям

Количественный сравнительный анализ методов сжатия  $D_{\text{л.с}}$  по оперативности, надежности и другим предложенным критериям провести в обобщенном виде затруднительно, так как необходимо непосредственно учитывать вид и параметры регулирующего элемента. В необходимых случаях анализ по этим критериям можно проводить при рассмотрении работы конкретных регулирующих элементов.

К наиболее простым и дешевым следует отнести функциональные методы регулирования  $D_{\text{л.с}}$  в оптическом канале лидара. Метод СР со сменой полевых диафрагм тоже является простым в исполнении, но неоперативным, так как нужно дополнительное время на смену диафрагм. Лидар с несколькими приемными системами является весьма оперативным, но сложен в конструктивном исполнении.

В фотоэлектронном канале предпочтение следует отдать ВРУ ФЭУ с функциональной либо ступенчатой регулировкой усиления. Среди электронных регулирующих устройств более предпочтительны усилители со ступенчатым переключением коэффициента усиления.

### Заключение

Рассмотренные принципы классификации методов и технических средств сжатия  $D_{\text{л.с}}$  позволили систематизировать практически все существующие способы регулирования динамики лидарных сигналов. Предложенная совокупность критериев оценки эффективности этих методов обеспечивает проведение их обобщенного сравнительного анализа. Сжатие  $D_{\text{л.с}}$  в оптической части приемной систе-

мы повышает отношение сигнал-шум в несколько раз. Применение функциональных элементов, компенсирующих квадрат расстояния в большом интервале дальностей ( $z_k/z_n = 100$ ), позволяет в значительной степени (до 10 раз) увеличивать дальность зондирования, что сравнимо с системами, имеющими три ступени регулирования.

Создание высокоскоростных АЦП с большим входным динамическим диапазоном (10–12 разрядов при тактовой частоте 100–200 МГц) позволит регистрировать лидарные сигналы в аналоговом режиме с меньшими искажениями, что особенно важно при космическом лидарном зондировании.

1. Northend C.A., Honey R.C., Evans W.E. // Rev. Sci. Instr. 1966. V. 37. N 4. P. 393–400.
2. Абрамочкин А.И., Тихомиров А.А. // Аппаратура и методики дистанционного зондирования параметров атмосферы. Новосибирск: Наука, 1980. С. 19–29.
3. Тихомиров А.А. // Прогноз и контроль оптико-метеорологического состояния атмосферы. Томск: ИОА СО АН СССР, 1982. С. 47–53.
4. Zuev V.E., Samokhvalov I.V., Tikhomirov A.A. // Abstracts of papers 12-th Inter. Laser Radar Confer. Aix-en Provence. France. 1984. P. 75–77.
5. Тихомиров А.А. // Тезисы докл. VII Всесоюз. симпозиум по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Ч. II. Томск: ИОА СО АН СССР, 1982. С. 169–172.
6. Тихомиров А.А. // Тезисы докл. VIII Всесоюз. симпозиум по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Ч. II. Томск: ИОА СО АН СССР, 1984. С. 283–286.
7. Тихомиров А.А. // Тезисы докл. VI Всесоюз. симпозиум по лазерному зондированию атмосферы. Ч. II. Томск: ИОА СО АН СССР, 1980. С. 58–61.
8. Тихомиров А.А. // Тезисы докл. VIII Всесоюз. симпозиум по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Ч. II. Томск: ИОА СО АН СССР, 1984. С. 287–290.
9. Тихомиров А.А. // Измерение оптико-метеорологических параметров атмосферы с использованием лазерного излучения. Томск: ИОА СО АН СССР, 1980. С. 106–114.
10. Абрамочкин А.И., Тихомиров А.А. // Оптика атмосферы и океана. 1999. Т. 12. № 4. С. 345–356.
11. Абрамочкин А.И., Тихомиров А.А. // Проблемы дистанционного зондирования атмосферы. Томск: ИОА СО АН СССР, 1976. С. 21–32.
12. Анисимова И.И., Глуховской Б.М. Фотоэлектронные умножители. М.: Сов. радио, 1974. 64 с.
13. Павлов А.В. Оптико-электронные приборы (основы теории и расчета). М.: Энергия, 1974. 360 с.
14. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 388 с.
15. Функциональные усилители с большим динамическим диапазоном. Основы проектирования и расчета / Под ред. В.М. Волкова. М.: Сов. радио, 1976. 334 с.
16. Абрамочкин А.И., Балин Ю.С., Ваулин П.П., Кутелев А.Ф., Самохвалов И.В., Тихомиров А.А. // Измерительные приборы для исследования параметров приземных слоев атмосферы. Томск: ИОА СО АН СССР, 1977. С. 5–16.
17. А.с. СССР № 496524. Способ оптического зондирования атмосферы / Авт. изобрет. Ю.С. Балин, И.В. Самохвалов, В.С. Шаманаев. Заявл. 19.04.74. № 2016198/18–10. МКИ G01 W 1/00. Опубл. в Б.И. 1975, № 47.
18. Ковалев В.А. // Труды ГГО. 1976. Вып. 357. С. 121–133.
19. Балин Ю.С., Галилейский В.П., Самохвалов И.В., Шаманаев В.С. // Вопросы лазерного зондирования атмосферы. Новосибирск: Наука, 1976. С. 34–45.
20. Abramochkin A.I., Nolle P.M., Tikhomirov A.A. // Proc. 9-th Intern. Symp. of the TC-2 on Photon-Detectors. IMEKO. Hungary, 1980. P. 92–99.
21. Прамм З.К. Лазерные системы связи. М.: Связь, 1972. 232 с.
22. Бачериков В.В., Макаров Ю.А., Николаев Ю.Н., Степанов Б.М. // ПТЭ. 1974. № 4. С. 147–150.

23. Агишев Р.Р., Ильин Г.И., Польский Ю.Е. // ПТЭ. 1981. № 4. С. 199–202.

24. Spinhirne J.D., Reagan J.A. // Rev. Sci. Instrum. 1976. V. 47. N. 4. P. 437–439.

*A.A. Tikhomirov. Analysis of instrumentation for the dynamic range compression of lidar signals.*

A classification of instrumentation for the dynamic range compression of lidar signals is presented which covers the controlling elements of optical, photoelectronic, and electronic parts of receiving system. By the type of control, the methods are divided into: logarithmic convertation, correction of distance square, and step change of the transmission coefficient. A set of criteria for estimating the methods' efficiency is proposed, which includes: coefficient of compression, relative increase of the sensing range, accuracy of transformation, noise-immunity, and so on. Based on these criteria, generalized comparative analysis of various instruments is conducted. It is shown that the compression of the signals dynamic range in optical part of the receiving system provides several times increase of the S/N ratio.