



УКРАЇНА

(19) UA (11) 25634 (13) A

(51)6 G 01 S 13/10

ДЕРЖАВНЕ  
ПАТЕНТНЕ  
ВІДОМСТВООПИС ДО ПАТЕНТУ  
НА ВІНАХІДбез проведення експертизи по суті  
на підставі Постанови Верховної Ради України  
№ 3769-XII від 23.XII. 1993 р.Публікується  
в редакції заявника

## (54) СПОСІБ ВИМІРУ ДАЛЕКОСТІ

1

- (21) 96052198  
 (22) 05.06.96  
 (24) 30.10.98  
 (46) 25.12.98. Бюл. № 6  
 (47) 30.10.98  
 (56) Патент РФ № 2032915, кл. G 01 S 13/10,  
 опубл. Бюл. № 10, 10.04.95  
 (72) Слюсар Вадим Іванович  
 (73) Іванов Генадій Семенович

(57) 1. Способ измерения дальности, заключающийся в том, что излучают зондирующие радиоимпульсы, принимают отраженные импульсные сигналы, усиливают, выполняют преобразование их частоты заполнения на R частотах, формируют квадратурные составляющие принимаемых сигналов, осуще-

2

ствляют их согласованную фильтрацию, измеряют задержку максимального значения отклика согласованной фильтрации принимаемых сигналов относительно зондирующего импульса, определяют дальность до объекта, о т л и ч а ю щ и й с я тем, что преобразование частоты заполнения импульсов выполняют таким образом, чтобы начальные фазы сигналов всех R частот совпадали либо отличались на известные величины  $\Phi_r$ , согласованную фильтрацию осуществляют по совокупности импульсных сигналов  $R \geq 2$  частот после их аналого-цифрового преобразования путем формирования скользящего по дальности окна обработки в соответствии с выражением

$$F(S_{1,1}) = \left\{ \sum_{r=1}^R \sum_{s=S_{1,r}}^{S_{1,r}+N_r-1} K_r(S - S_{1,r}) \left[ U_{s,r}^c \cdot \cos[\omega_r \Delta t_r (S - S_{1,r}) + \Phi_r] + U_{s,r}^s \cdot \sin[\omega_r \Delta t_r (S - S_{1,r}) + \Phi_r] \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{r=1}^R \sum_{s=S_{1,r}}^{S_{1,r}+N_r-1} K_r(S - S_{1,r}) \left[ U_{s,r}^c \cdot \cos[\omega_r \Delta t_r (S - S_{1,r}) + \Phi_r] + U_{s,r}^s \cdot \sin[\omega_r \Delta t_r (S - S_{1,r}) + \Phi_r] \right] \right\}^2$$

где r – порядковый номер частоты;  
 s – порядковый номер временного отсчета АЦП;  
 $S_{1,r}$  – порядковый номер первого из отсчетов АЦП, обрабатываемых в текущем окне на r-й частоте;

$S_{1,1}$  – текущий момент начала окна обработки на частоте, номер который принят за первую;

$N_r$  – длительность импульса на r-й частоте в отсчетах АЦП;

$K_r(S - S_{1,r})$  – закон изменения огибающей импульса на r-ой частоте;

(19) UA (11) 25634 (13) A

$U_{s,r}^c, U_{s,r}^s$  – квадратурные составляющие напряжений сигнала на  $r$ -ой частоте.

$\omega_r = 2\pi f_r$  – значение  $r$ -ой частоты;

$\Delta t_r$  – период дискретизации АЦП для сигнала  $r$ -ой частоты;

$\Phi_r$  – отклонение начальной фазы сигнала  $r$ -ой частоты от номинала.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что измерение дальности осуществляют по одиночному зондирующему импульсу, преобразование частоты заполнения отраженного сигнала выполняют на  $R$  промежуточных частотах, а согласованную фильтрацию осуществляют по совокупности сигналов  $R \geq 2$  промежуточных частот.

3. Способ по любому из пп.1 и 2, отличающийся тем, что в качестве хотя бы одного из  $R$  сигналов при согласованной фильтрации используют комплексный видеоимпульс.

4. Способ по любому из пп. 1–3, отличающийся

$$F = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K(S-S_1) \left[ U_{s_0}^c + U_{s_0}^c \omega \cos \omega \Delta t (S-S_1) + U_{s_0}^s \omega \sin \omega \Delta t (S-S_1) \right] \right\}^2 +$$

$$+ \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K(S-S_1) \left[ U_{s_0}^s + U_{s_0}^s \omega \cos \omega \Delta t (S-S_1) + U_{s_0}^c \omega \sin \omega \Delta t (S-S_1) \right] \right\}^2,$$

где  $U_{s_0}^s, U_{s_0}^c$  – напряжения квадратурных составляющих видеосигнала в 3-й момент времени;

$U_{s_0}^s, U_{s_0}^c$  – то же для радиоимпульса.

8. Способ по любому из пп. 1–7, отличающийся тем, что при согласованной фильтрации комплексные напряжения сигналов, полученные после их аналого-цифрового преобразования, подвергают коррекции по амплитуде и фазе, используя при формировании отклика скользящего окна в качестве квадратурных составляющих напряжений  $U_{s,r}^{c(s)}$  величины:

$$\tilde{U}_{s,r}^c = U_{s,r}^c \cdot \alpha_r^c - U_{s,r}^s \cdot \alpha_r^s,$$

$$U_{s,r}^s = U_{s,r}^s \cdot \alpha_r^c + U_{s,r}^c \cdot \alpha_r^s,$$

$\alpha_r^{c(s)}$  – квадратурные составляющие коэффициентов коррекции.

9. Способ по п.8, отличающийся тем, что значения коэффициентов коррекции определяют по  $S$  отсчетам напряжений контрольного сигнала  $U_{s_0}^c, U_{s_0}^s$  согласно выражению:

чающийся тем, что период дискретизации  $\Delta t_r$  всех сигналов одинаков.

5. Способ по любому из пп. 1–4, отличающийся тем, что длительности всех  $R$  сигналов  $N_r$  одинаковы.

6. Способ по любому из пп.1–5, отличающийся тем, что законы изменения огибающих всех  $R$  сигналов одинаковы.

7. Способ по п.3, отличающийся тем, что согласованную фильтрацию осуществляют по двум сигналам, один из которых комплексный видеоимпульс, а второй – комплексный радиоимпульс, причем оба сигнала имеют одинаковые начальные фазы, длительность, закон изменения огибающей и период дискретизации, при этом формирование скользящего по дальности окна обработки выполняют в соответствии с выражением

$$\alpha_r^c = \frac{\sum_{s=1}^S \left\{ U_{s_0}^c \cdot U_{s,r}^c + U_{s_0}^s \cdot U_{s,r}^s \right\}}{\sum_{s=1}^S \left( U_{s,r}^c{}^2 + U_{s,r}^s{}^2 \right)},$$

$$\alpha_r^s = \frac{\sum_{s=1}^S \left\{ U_{s_0}^s \cdot U_{s,r}^c + U_{s_0}^c \cdot U_{s,r}^s \right\}}{\sum_{s=1}^S \left( U_{s,r}^c{}^2 + U_{s,r}^s{}^2 \right)},$$

10. Способ по п.9, отличающийся тем, что в роли контрольного сигнала используют просочившийся в приемник зондирующий импульс.

11. Способ по любому из пп.1–8, отличающийся тем, что при согласованной фильтрации в качестве комплексных напряжений сигналов  $U_{s,r}^{c(s)}$  используют их значения  $\tilde{U}_{s,r}^{c(s)}$ , полученные после нормировки  $U_{s,r}^{c(s)}$  на величину дисперсии шума в соответствующих  $r$ -й частоте квадратурных составляющих, то есть:

$$\tilde{U}_{s,r}^{c(s)} = U_{s,r}^{c(s)} \frac{1}{\sigma_r^2}$$

Изобретение относится к радиотехнике и может быть использовано при проектировании импульсных РЛС с повышенными требованиями к точности измерения дальности.

Одним из близких по своей сущности к предлагаемому техническому решению является известный способ [1], состоящий в излучении зондирующих импульсов с высокочастотным заполнением, приеме отраженных импульсных сигналов, выделении их амплитудной огибающей после согласованной фильтрации, измерении задержки максимального значения огибающей относительно момента излучения зондирующего импульса в том же периоде повторения. При определении дальности таким способом обеспечивается достаточно высокая разрешающая способность и однозначное измерение расстояния до движущейся либо неподвижной цели.

Недостатком известного способа является невысокая точность измерения дальности, в особенности при решении навигационных задач.

Наиболее близким по технической сущности к заявляемому изобретению является известный способ-прототип [2], заключающийся, в частности в том, что излучают зондирующие радиоимпульсы, принимают отраженные импульсные сигналы, выполняют преобразование их частоты заполнения на  $R$  частотах, усиливают, формируют квадратурные составляющие принимаемых сигналов, осуществляют их согласованную фильтрацию, измеряют задержку максимального значения отклика согласованной фильтрации принимаемых сигналов относительно зондирующего импульса, определяют дальность до объекта, причем несущую частоту зондирующих сигналов и частоту гетеродинных колебаний перестраивают синхронно и синфазно от периода к периоду по регулярному закону на одно из фиксированных значений так, чтобы хотя бы две частоты  $f_g, f_h$ , отличались друг от друга на величину  $\Delta f \leq \frac{c}{2\Delta}$ , где  $\frac{\Delta}{2}$  — максимальная допустимая ошибка в определении дальности. Фактически в способе-прототипе осуществляется комплексирование результатов двух измерений дальности — по величине задержки максимума огибающей и по сдвигу фаз между колебаниями зондирующих и отраженных сигналов, причем для увеличения интервала однозначного измерения дальности фазовые измерения выполняют как минимум на двух частотах, попеременно.

Согласно [2], способ-прототип позволяет получить точность однозначного измерения дальности, характеризуемую СКО

$$\sigma = \frac{c}{2\Delta f} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{\rho}} \quad (1)$$

где  $\rho$  — отношение сигнал/шум;  
 $f$  — разность частот в двух зондированиях.

Недостатками способа-прототипа являются:

необходимость многократного зондирования для достижения требуемой точности измерения дальности;

неоптимальность измерительной процедуры для сигналов с прямоугольной огибающей;

необходимость компенсации начальных фаз излучаемых сигналов и гетеродинных колебаний;

наличие ограничений по достижимой точности измерения дальности в узкополосных приемных трактах, где невозможно реализовать достаточный разнос частот;

ориентация только на измерение дальности неподвижных относительно РЛС целей.

С учетом этого заявляемое изобретение направлено на решение задачи, состоящей в обеспечении точности измерения дальности, пропорциональной частоте заполнения отраженного радиоимпульса при неизвестной начальной фазе.

Технический результат, который может быть получен в результате использования изобретения, заключается в возможности высокоточного измерения дальности при одиночном зондировании, снятии ограничений, касающихся соотношения начальных фаз излучаемых сигналов и гетеродинных колебаний, а также устранении других перечисленных недостатков прототипа.

Сущность предлагаемого способа измерения заключается в том, что в основном варианте выполнения, как и в способе-прототипе, излучают зондирующие радиоимпульсы, принимают отраженные импульсные сигналы, выполняют преобразование их частоты заполнения на  $R$  частотах, усиливают, формируют квадратурные составляющие принимаемых сигналов, осуществляют их согласованную фильтрацию, измеряют задержку максимального значения отклика согласованной фильтрации принимаемых сигналов относительно зондирующего импульса, определяют дальность до объекта и отличается тем, что преобразование частоты заполнения импульсов выполняют таким образом, чтобы начальные



фазы сигналов всех  $R$  частот совпадали либо отличались на известные величины  $\Phi_r$ , а согласованную фильтрацию осуществляют по совокупности импульсных сигналов  $R$  частот после

их аналого-цифрового преобразования путем формирования скользящего по дальности окна обработки в соответствии с выражением:

$$F(S_{1,1}) = \left\{ \sum_{r=1}^R \sum_{s=s_{1,r}}^{s_{1,r}+N-1} K_r(S-S_{1,r}) \left[ U_{s,r}^c \cdot \cos[\omega_r \Delta t_r (S-S_{1,r}) + \Phi_r] + \right. \right. \\ \left. \left. + U_{s,r}^s \cdot \sin[\omega_r \Delta t_r (S-S_{1,r}) + \Phi_r] \right]^2 + \left\{ \sum_{r=1}^R \sum_{s=s_{1,r}}^{s_{1,r}+N-1} K_r(S-S_{1,r}) \left[ U_{s,r}^c \cdot \right. \right. \right. \\ \left. \left. \cos[\omega_r \Delta t_r (S-S_{1,r}) + \Phi_r] - U_{s,r}^s \cdot \sin[\omega_r \Delta t_r (S-S_{1,r}) + \Phi_r] \right]^2 \right\}^2 \quad (2)$$

где  $r$  – порядковый номер частоты;

$s$  – порядковый номер временного отсчета АЦП;

$S_{1,1}$  – текущий момент начала окна обработки на частоте, номер который принят за первую;

$S_{1,r}$  – порядковый номер первого из отсчетов АЦП, обрабатываемых в текущем окне на  $r$ -й частоте;

$N_r$  – длительность импульса на  $r$ -й частоте в отсчетах АЦП;

$K_r(S-S_{1,r})$  – дискретная функция огибающей импульса на  $r$ -ой частоте;

$U_{s,r}^c, U_{s,r}^s$  – квадратурные составляющие напряжений сигнала на  $r$ -ой частоте;

$\omega_r = 2\pi f_r$  – значение  $r$ -ой частоты;

$\Delta t_r$  – период дискретизации АЦП для сигнала  $r$ -ой частоты;

$\Phi_r$  – отклонение начальной фазы сигнала  $r$ -ой частоты от номинала.

В первой группе вариантов конкретного выполнения предлагаемого способа для измерения дальности излучают одиночный радиоимпульс, преобразование частоты заполнения отраженного сигнала выполняют на  $R$  промежуточных частотах, а согласованную фильтрацию осуществляют по совокупности сигналов  $R \geq 2$  промежуточных частот. При этом удобно потребовать, чтобы период дискретизации  $\Delta t_r$  всех сигналов был одинаков, чтобы совпадали длительности всех обрабатываемых импульсов  $N_r$ , а, по возможности – и их огибающие  $K(S-S_1)$ . В последнем случае, при одинаковых начальных фазах и амплитудах сигналов, заявляемый способ обеспечивает точность измерения дальности, характеризуемую в отсчетах АЦП нижней границей дисперсии Крамера-Рао.

$$\sigma_{s_1}^2 \Delta t \geq \frac{\sigma_{ш}^2}{a^2 R \left\{ \sum_s [K'(S_1)]^2 - \frac{[\sum_s K(S_1) \cdot K'(S_1)]^2}{\sum_s K^2(S_1)} \right\} + a^2 \omega^2 \sum_s K^2(S_1) \left[ \sum_r \gamma_r^2 - \frac{\sum_r \gamma_r^2}{R} \right]} \quad (3)$$

где  $\sum_s = \sum_{s=s_{1,r}}^{s_{1,r}+N_r-1}$ ;  $\sum_r = \sum_{r=1}^R$

$K(S_1) = K(S-S_1)$ ,  $S_1$  – начало сигнала;

$N$  – его длительность в отсчетах АЦП;

$K'(S) = K'(S-S_1)$  – производная огибающей;

$R$  – число каналов;

$\gamma_r$  – коэффициент, учитывающий отклонение  $r$ -й частоты от частоты, номер которой принят за первую;

$a$  – амплитуда сигнала;  
 $\sigma_{ш}^2$  – дисперсия шума в квадратурной составляющей напряжения.

Для узкополосных радиоимпульсов не сложно получить превышение частотой заполнения ширины спектра сигналов, поэтому соблюдается неравенство:

$$a^2 R \left\{ \sum_s [K'(S_1)]^2 - \frac{[\sum_s K(S_1) \cdot K'(S_1)]^2}{\sum_s K^2(S_1)} \right\} \ll a^2 \omega^2 \sum_s K^2(S_1) \left[ \sum_r \gamma_r^2 - \frac{\sum_r \gamma_r^2}{R} \right] \quad (4)$$

и оценка точности предлагаемого способа при отсутствии аномальных выбросов, обусловленных боковыми лепестками функции  $F(S_{1,1})$ , будет пропорциональной частоте заполнения радиоимпульсов и их длительности:

$$\sigma_{s_1}^2 \Delta \geq \frac{\sigma_w^2}{a^2 \omega_1^2 \sum_s K^2(S_1) \left[ \sum_r \gamma_r^2 - \frac{(\sum_r \gamma_r)^2}{R} \right]} \quad (5)$$

$$F = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K(S-S_1) \left[ U_{s_0}^c + U_{s_0}^s \cos \omega \Delta t (S-S_1) + U_{s_0}^s \sin \omega \Delta t (S-S_1) \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K(S-S_1) \left[ U_{s_0}^s + U_{s_0}^c \cos \omega \Delta t (S-S_1) + U_{s_0}^c \sin \omega \Delta t (S-S_1) \right] \right\}^2 \quad (6)$$

где  $U_{s_0}^s, U_{s_0}^c$  — напряжения квадратурных составляющих видеосигнала в 3-й момент времени;

$U_{s_0}^s, U_{s_0}^c$  — то же для радиоимпульса.

В случае одиночного зондирования при обработке напряжений двух комплексных

Вторая группа вариантов конкретного выполнения заявляемого способа отличается тем, что для измерения дальности при согласованной фильтрации в качестве хотя бы одного из  $R$  сигналов используют комплексный видеоимпульс ( $\omega_r = 0$ ). Для двух сигналов, один из которых видеоимпульс, при одинаковых длительностях, законах изменения огибающих, начальных фазах и периодах дискретизации согласованную фильтрацию производят в соответствии с выражением:

сигналов, один из которых радиоимпульс, а второй — видео — нижняя граница Крамера-Рао предельно достижимой точности измерения без учета различий в законах распределения шумов определяется в отсчетах АЦП дисперсией:

$$\sigma_{s_1}^2 \Delta \geq \frac{\sigma_w^2}{a^2 \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} \left[ 2 [K'_s(S_1)]^2 + K_s^2(S_1) \cdot \frac{\omega^2}{2} \right] \frac{\left[ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K_s(S_1) \cdot K'_s(S_1) \right]^2}{\sum_{s_1=s}^{s_1+N-1} K_s^2(S_1)} \right\}} \quad (7)$$

здесь  $K_s(S_1) = K(S-S_1)$ ;  $S_1$  — начало сигнала;  $N$  — его длительность в отсчетах АЦП;

$\sigma_w^2$  — дисперсия шума в квадратурной составляющей напряжения.

Во всех перечисленных случаях наименьшие вычислительные затраты в процессе измерения будут иметь место при совпадении амплитуд и начальных фаз сигналов. Если аналоговая часть приемного тракта не обеспечивает требуемого тождества указанных параметров, то устранить их различия позволяет частный вариант выполнения заявляемого способа, отличающийся тем, что при согласованной фильтрации комплексные напряжения сигналов, полученные после их аналого-цифрового преобразования, подвергаются коррекции по амплитуде и фазе, используя при формировании отклика скользящего окна в качестве квадратурных составляющих напряжений  $U_{s,r}^{c(s)}$  величины

$$\tilde{U}_{s,r}^c = U_{s,r}^c \cdot \alpha_r^c - U_{s,r}^s \cdot \alpha_r^s,$$

$$\tilde{U}_{s,r}^s = U_{s,r}^s \cdot \alpha_r^c + U_{s,r}^c \cdot \alpha_r^s, \quad (8)$$

причем значения коэффициентов коррекции  $\alpha_r^c, \alpha_r^s$  определяют по  $S$  отсчетам напряжений контрольного сигнала  $U_{s,r}^{c(s)}$  согласно выражению

$$\alpha_r^c = \frac{\sum_{s=1}^S \left\{ U_{s,r}^{c(s)} \cdot U_{s,r}^c + U_{s,r}^{s(s)} \cdot U_{s,r}^s \right\}}{\sum_{s=1}^S \left( U_{s,r}^{c(s)2} + U_{s,r}^{s(s)2} \right)},$$

$$\alpha_r^s = \frac{\sum_{s=1}^S \left\{ U_{s,r}^{s(s)} \cdot U_{s,r}^c - U_{s,r}^{c(s)} \cdot U_{s,r}^s \right\}}{\sum_{s=1}^S \left( U_{s,r}^{c(s)2} + U_{s,r}^{s(s)2} \right)}, \quad (9)$$

В роли контрольного сигнала можно использовать просочившийся в приемник зондирующий импульс передатчика.

При разбросе дисперсий шумов в квадратурных составляющих разных частот для повышения точности измерений при согласованной фильтрации в качестве комплексных напряжений сигналов  $U_{s,r}^c$ ,  $U_{s,r}^s$  следует использовать их значения  $U_{s,r}^{c(s)}$ , полученные после нормировки  $U_{s,r}^c$  на величину дисперсии шума в соответствующих  $r$ -ой частоте квадратурных составляющих, то есть

$$U_{s,r}^{c(s)} = U_{s,r}^c \frac{\sigma_r(s)}{\sigma_r^2}$$

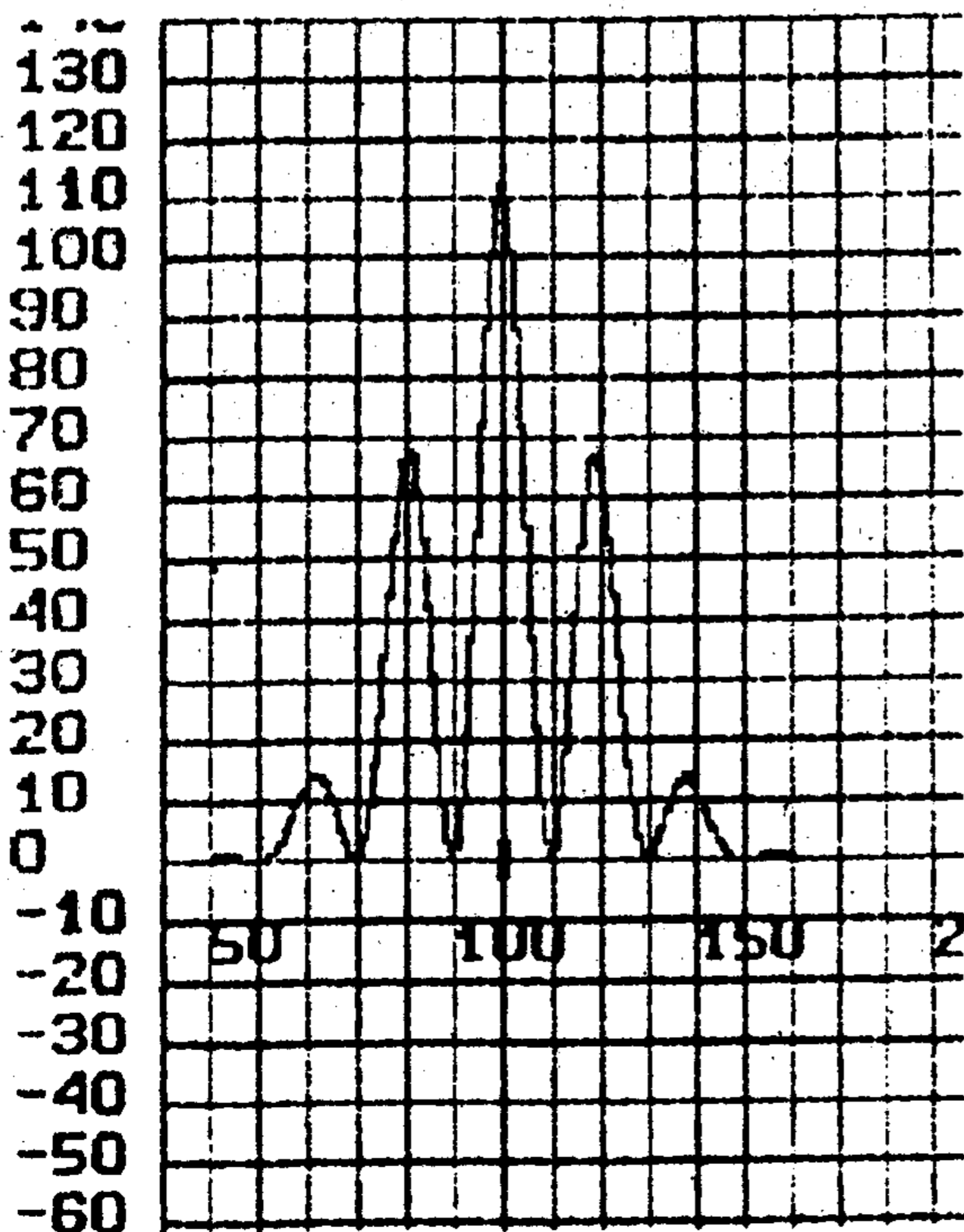
В качестве варианта практической реализации заявляемого способа может быть рассмотрен пример его экспериментального моделирования на ПЭВМ, которое было проведено с учетом шумов для случая согласованной фильтрации двух импульсов.

На фиг. 1 представлены результаты формирования скользящего окна (2) при условии, что оба импульса начинались на 100-м отсчете АЦП, амплитуды сигналов равнялись 100 квантам, отношение сигнал/шум составило 50, а остальные величины, входящие в (2), приняли следующие значения:

$$R = 2, S_{1,1} = S_{1,2}, K_r(S - S_{1,r}) =$$

$$= \sin^2 \frac{\pi}{N} (S - S_{1,r}), \quad r=1;2$$

$$N_1 = N_2 = 100, \quad \Phi_1 = \Phi_2 = 0, \quad \omega_1 \Delta t_1 = \frac{2\pi}{10}$$



Фиг. 1

$$\omega_2 \Delta t_2 = \frac{2\pi}{20}$$

Для сравнения на фиг. 2 приведен результат обработки двух радиоимпульсов, имеющих совпадающие частоты заполнения, при этом ширина отклика скользящего окна целиком определяется огибающей и не зависит от несущей.

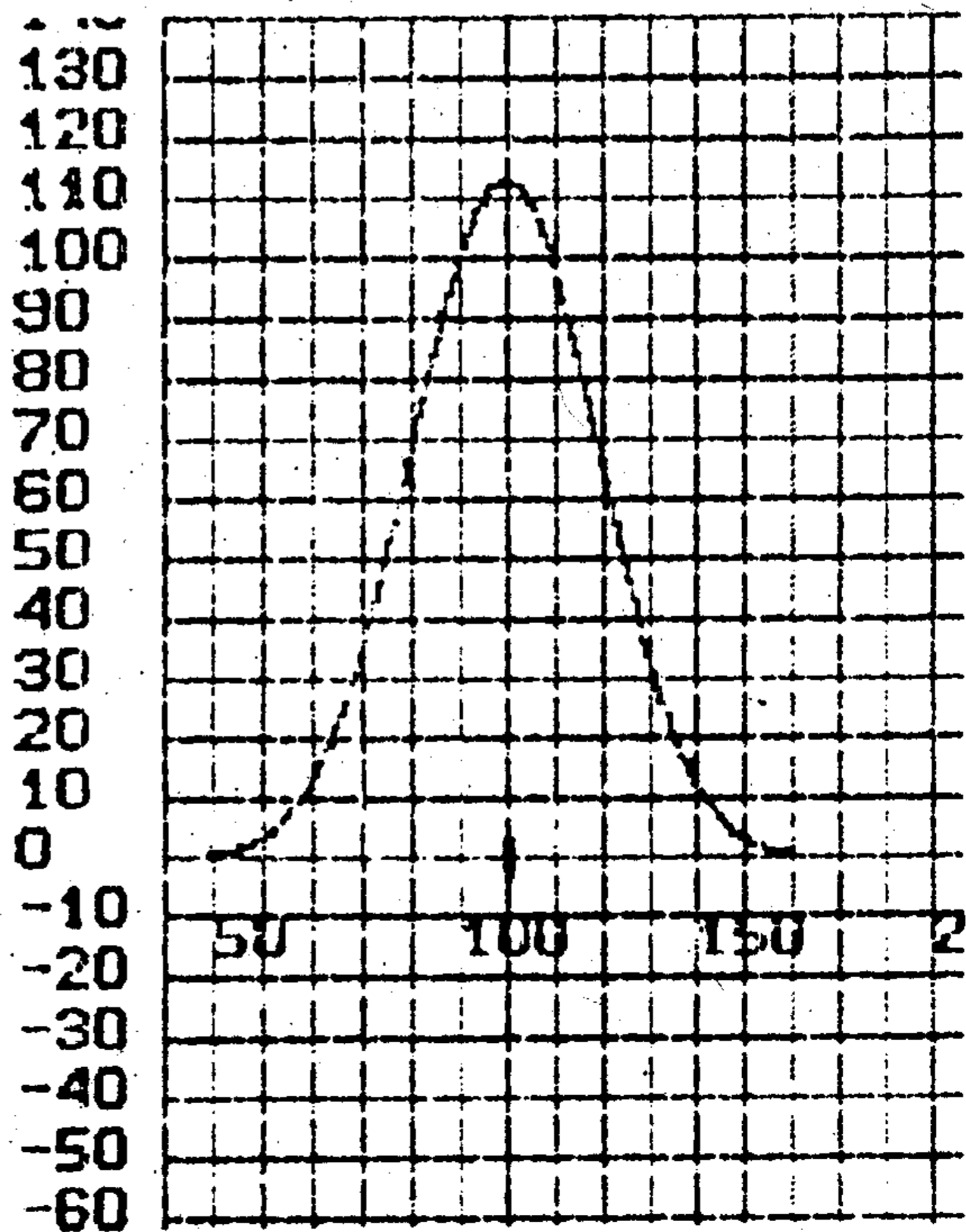
Наибольший выигрыш в точности при фиксированном максимуме частоты заполнения имеет место в данном примере, когда один из обрабатываемых сигналов – комплексный видеоимпульс. Подтверждением этому служит фиг. 3, где приведен результат формирования функции (2), отличающийся по исходным данным от варианта фиг. 1 только обнулением величины  $\omega_1$ .

Заявляемый способ сохраняет свою работоспособность при отклонениях в разумных пределах амплитуд, законов изменения огибающих и соотношения начальных фаз обрабатываемых сигналов от расчетных. Например, на фиг. 4, 5, приведены отклики скользящего окна при неучтенных разбалахах амплитуд и начальных фаз радиоимпульсов соответственно. Вместо предполагавшегося равенства указанных параметров, у одного из сигналов имело место двукратное падение амплитуды (фиг. 4) и уход начальной фазы на 30 град (фиг. 5).

Библиографические данные:

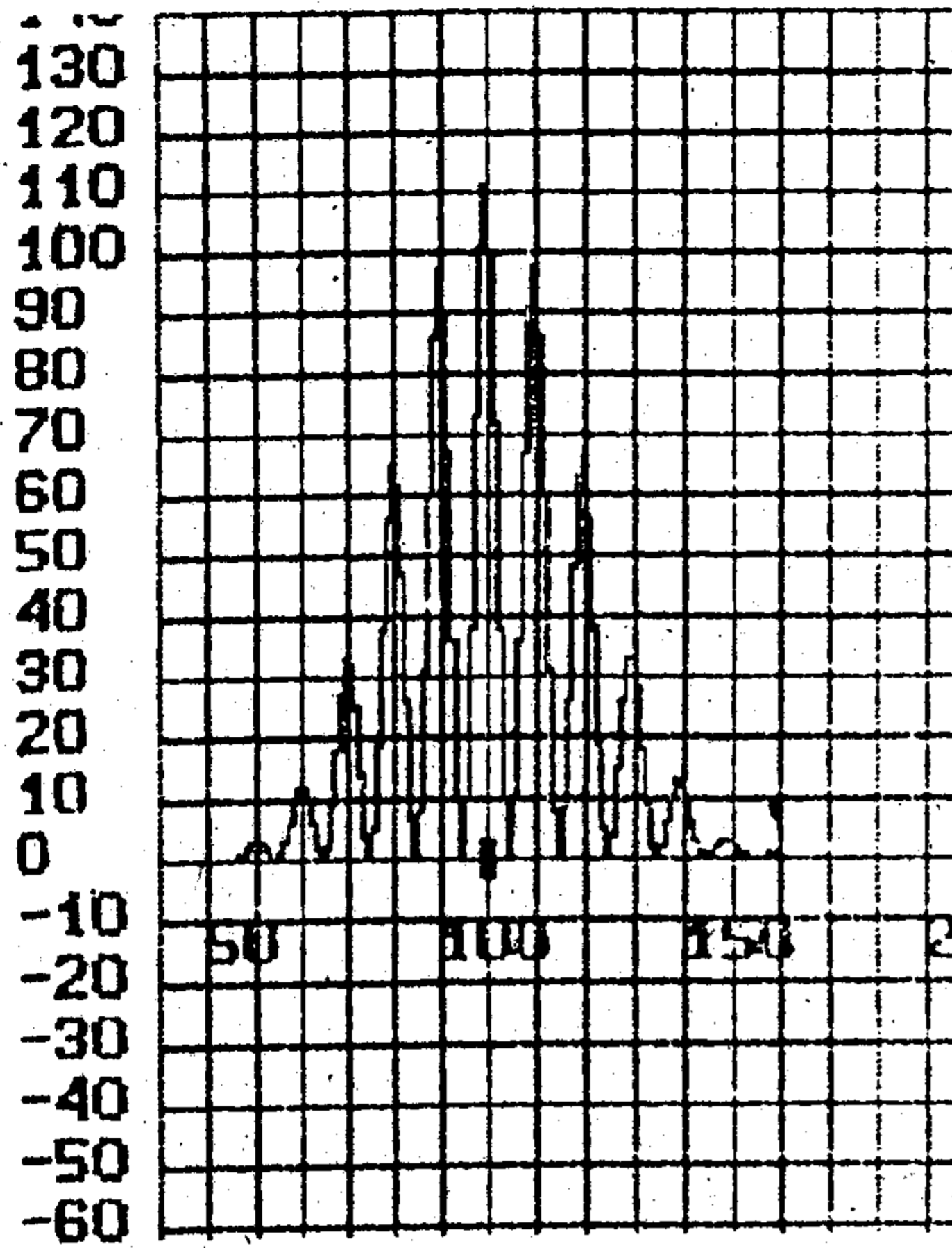
1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1973, с. 16.

2. Патент РФ № 2032915, кл. G 01 S 13/10, опублик. БИ № 10, 10.04.95 (прототип).

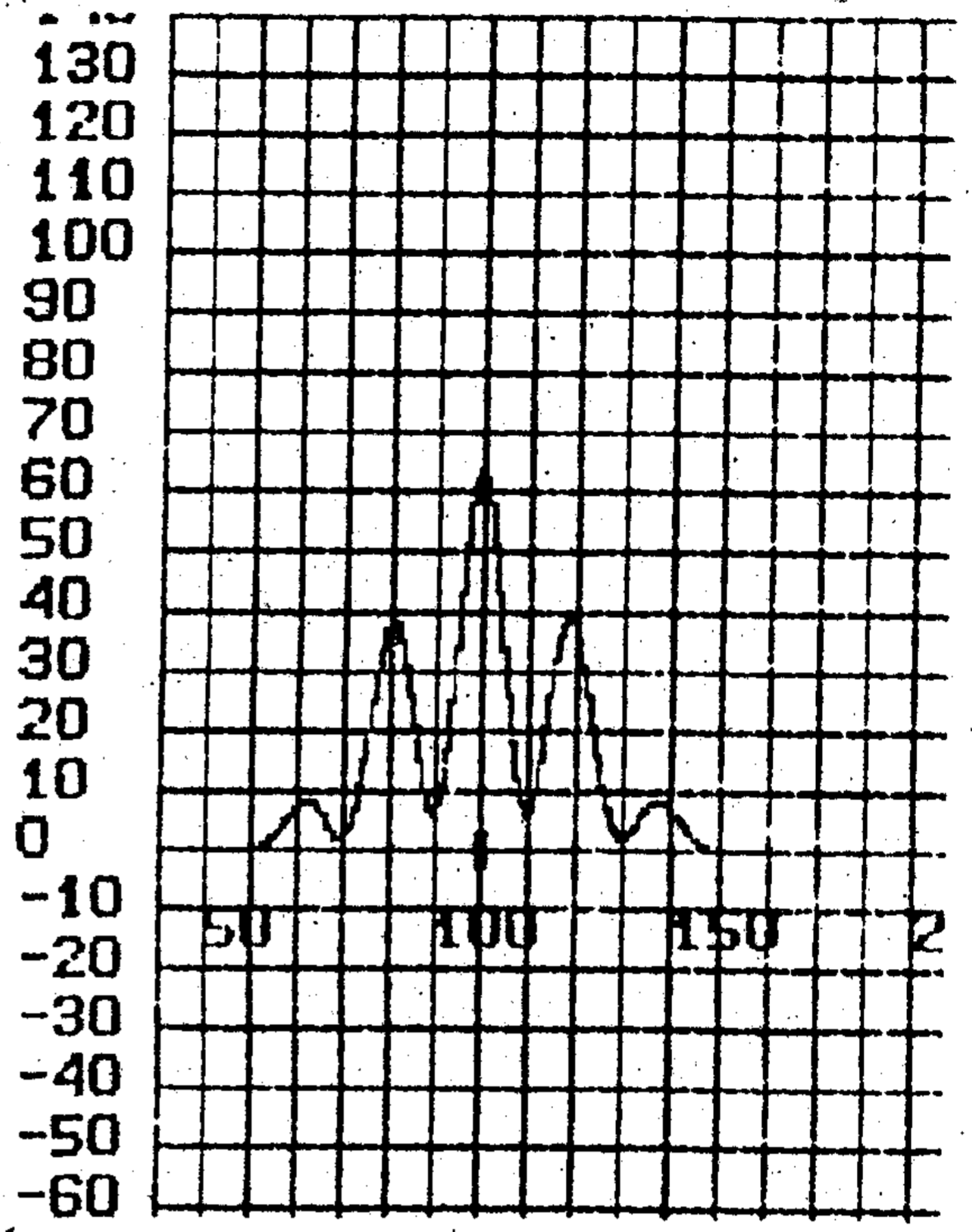


Фиг. 2

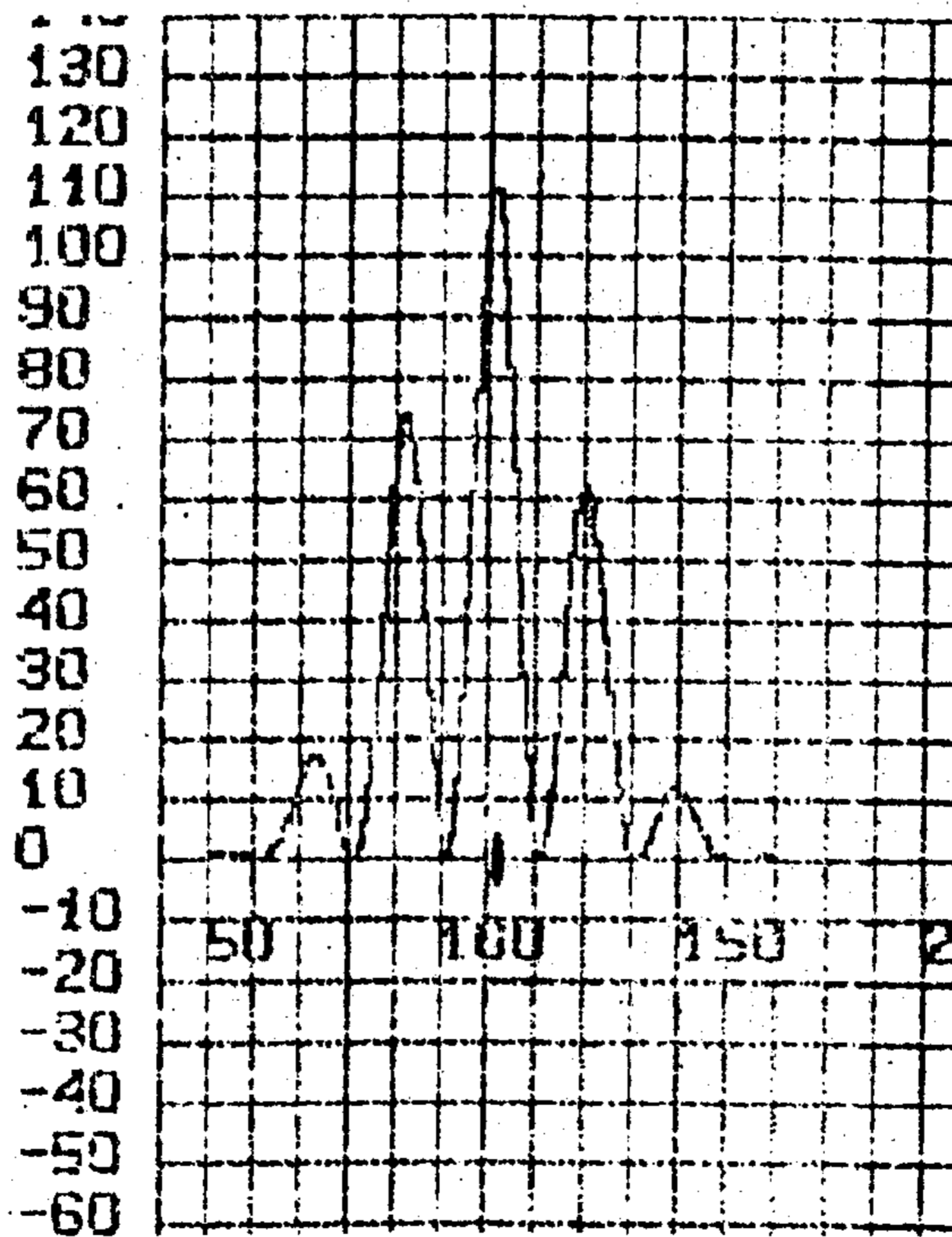




Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5

Упорядник

Техред М.Келемеш

Коректор О.Кравцова

Замовлення 4651

Тираж

Підписне

Державне патентне відомство України,  
254655, ГСП, Київ-53, Львівська пл., 8