

Математический анализ и экспериментальные исследования аналогового перемножителя сигналов на полевых транзисторах.

Кулаков П.И., Курков С.А., Рябцев С.В.

Как известно [2], балансные и кольцевые схемы не устраняют продукты нелинейности третьего и более высоких порядков даже при подобранных полупроводниковых приборах. Этим объясняется значительная амплитудно-фазовая конверсия, высокий уровень продуктов нелинейности, как следствие, малый динамический диапазон различных функциональных устройств (преобразователей частоты, фазовых детекторов и др.), реализуемых на серийных аналоговых перемножителях сигналов (АПС), элементной базой которых является биполярный транзистор (БТ) [1]. Данное обстоятельство затрудняет применение серийных АПС в прецизионной измерительной технике, в соответствующих функциональных узлах радиоэлектронной аппаратуры.

В связи с этим, особый интерес представляет реализация АПС на элементной базе с нелинейностью отклика по отношению к воздействию не выше второго порядка. Известно, что этим требованиям в определенной степени отвечают полевые транзисторы (ПТ) простой структуры и специально разработанные МДП-тетроды типа 2П306 с нормируемым участком квадратичности проходной вольт-амперной характеристики (ВАХ), в пределах которой изготовителем гарантируется ослабление уровня комбинационных продуктов третьего и более высоких порядков не менее 80 дБ [2].

В соответствии с подходами [2] при квадратичной аппроксимации проходной ВАХ стоковый ток ПТ

$$I_c = I_{cm} \left(1 - \frac{U_{3И} - U_{3м}}{U_{3П} - U_{3м}} \right)^2 \quad (1)$$

где $U_{3И}$ - пороговое напряжение; I_{cm} - классификационное значение тока стока; $U_{3м}$ - напряжение затвор-исток соответствующее классификационному значению тока стока.

Тогда [2] выходные токи плечей дифференциального каскада (ДК) с несимметричными входами (рис.1) могут быть определены выражением

$$I_{C1,2} = 0,5 \cdot I_{cm} \left(\lambda_0 \pm \bar{U}_c \sqrt{2\lambda_0 - \bar{U}_c^2} \right) \quad (2)$$

где $\lambda_0 = I_0 / I_{cm}$; $\bar{U}_c = U_c / (U_{3П} - U_{3m})$ - нормированное значение напряжения источника сигнала.

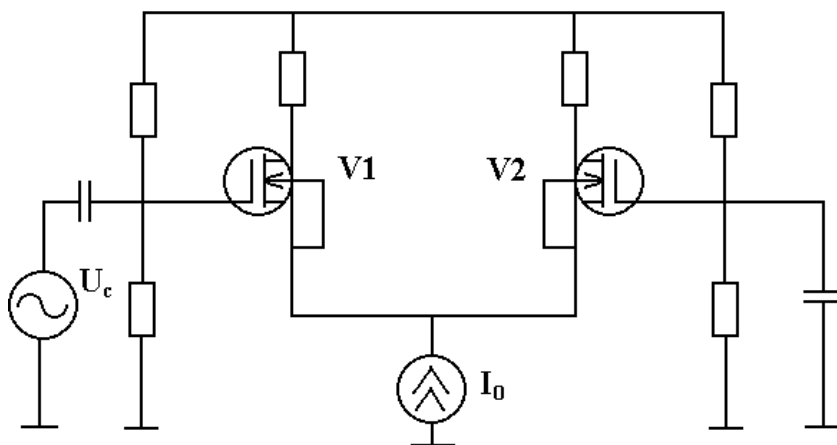


Рис. 1. Дифференциальный каскад на ПТ.

Знак минус при втором слагаемом в скобках соответствует плечу ДК, на вход которого непосредственно подан сигнал, а плюс - плечу, вход которого блокируется.

Рассмотрим рис. 1, на котором приведена эквивалентная схема дифференциального каскада с несимметричными входами на основе полевых транзисторов.

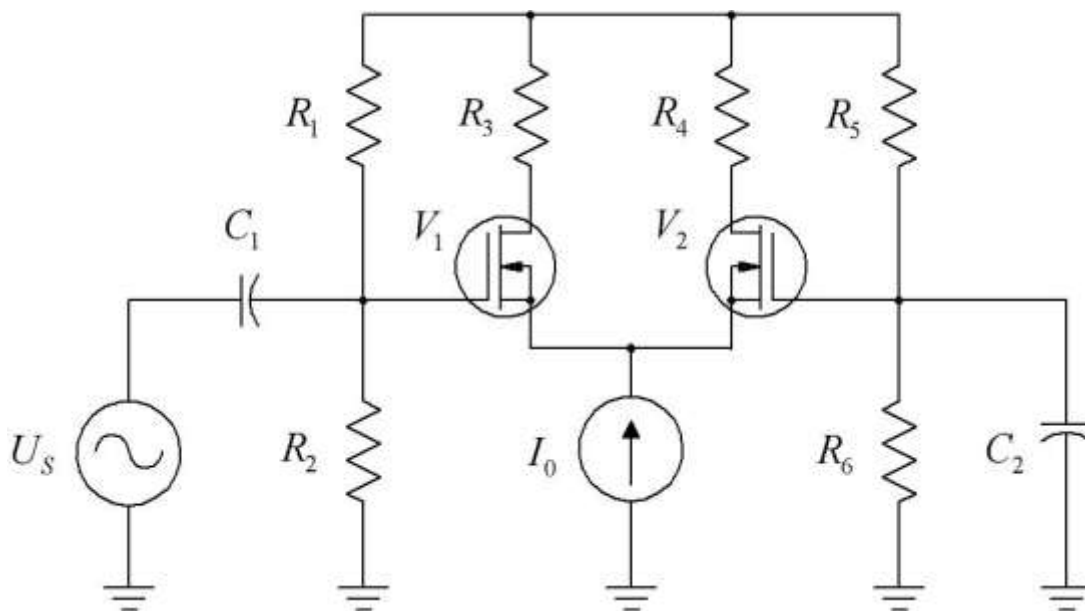


Рисунок 1 – Эквивалентная схема дифференциального каскада с несимметричными входами на основе полевых транзисторов

В соответствии с [1], при квадратичной аппроксимации проходной вольт-амперной характеристики полевого транзистора, ток утечки определяется по выражению

$$I_D = I_{DC} \left(1 - \frac{U_{GS} - U_{GSC}}{U_P - U_{GSC}} \right)^2, \quad (1)$$

где U_{GS} - напряжение между затвором и истоком; U_P - пороговое напряжение; I_{DC} - классификационное значение тока стока; U_{GSC} - напряжение между затвором и стоком, которое соответствует классификационному значению тока стока.

Тогда, в соответствии с [1], токи стоков полевых транзисторов в плечах дифференциального каскада, соответственно для транзисторов V_1 и V_2 , определяются выражениями

$$I_{D1} = \frac{1}{2} I_{DC} \left(\frac{I_0}{I_{DC}} - \frac{U_S}{(U_P - U_{GSC})} \sqrt{I_{DC} - \left(\frac{U_S}{(U_P - U_{GSC})} \right)^2} \right), \quad (2)$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} I_{DC} \left(\frac{I_0}{I_{DC}} + \frac{U_S}{(U_P - U_{GSC})} \sqrt{I_{DC} - \left(\frac{U_S}{(U_P - U_{GSC})} \right)^2} \right), \quad (3)$$

где I_0 - ток источника стабильного тока; U_S - выходное напряжение источника сигнала.

Рассмотрим эквивалентную схему аналогового перемножителя сигналов на основе полевых транзисторов, приведенную на рис. 2.

Учитывая, что уровень одного из перемножаемых сигналов, может задаваться пользователем, полагаем, что нижний по схеме (рис.2) ДК работает на нелинейном участке своей амплитудной характеристики, то есть выходные токи его плеч:

$$I_{C5,6} = 0,5 \cdot I_{cmo} \left(\lambda_0 \pm \sqrt{2\lambda_0 \bar{U}_{c1}} \right) \quad (3)$$

где I_{cmo} - классификационный ток транзисторов V_5, V_6 ; $\lambda_0 = I_0 / I_{cmo}$.

Тогда согласно [2], стоковые токи каждого из перекрестно соединенных плеч верхних по схеме (см. рис. 2) ДК после разложения по степеням и учета четырех членов разложения представим выражениями:

$$I_{C1,2} = 0,5\lambda_1 I_{cm} \pm 0,5\sqrt{2\lambda_1} I_{cm} \bar{U}_{C2} \pm \frac{I}{2\sqrt{8 \cdot \lambda_1}} I_{cm} \bar{U}_{C2}^3 \quad (4)$$

$$I_{C3,4} = 0,5\lambda_2 I_{cm} \pm 0,5\sqrt{2\lambda_2} I_{cm} \bar{U}_{C2} \pm \frac{I}{2\sqrt{8 \cdot \lambda_2}} I_{cm} \bar{U}_{C2}^3 \quad (5)$$

где I_{cm} - классификационный ток транзисторов V_1-V_4 ; $\lambda_1 = I_{C5}/I_{cm}$;
 $\lambda_2 = I_{C6}/I_{cm}$.

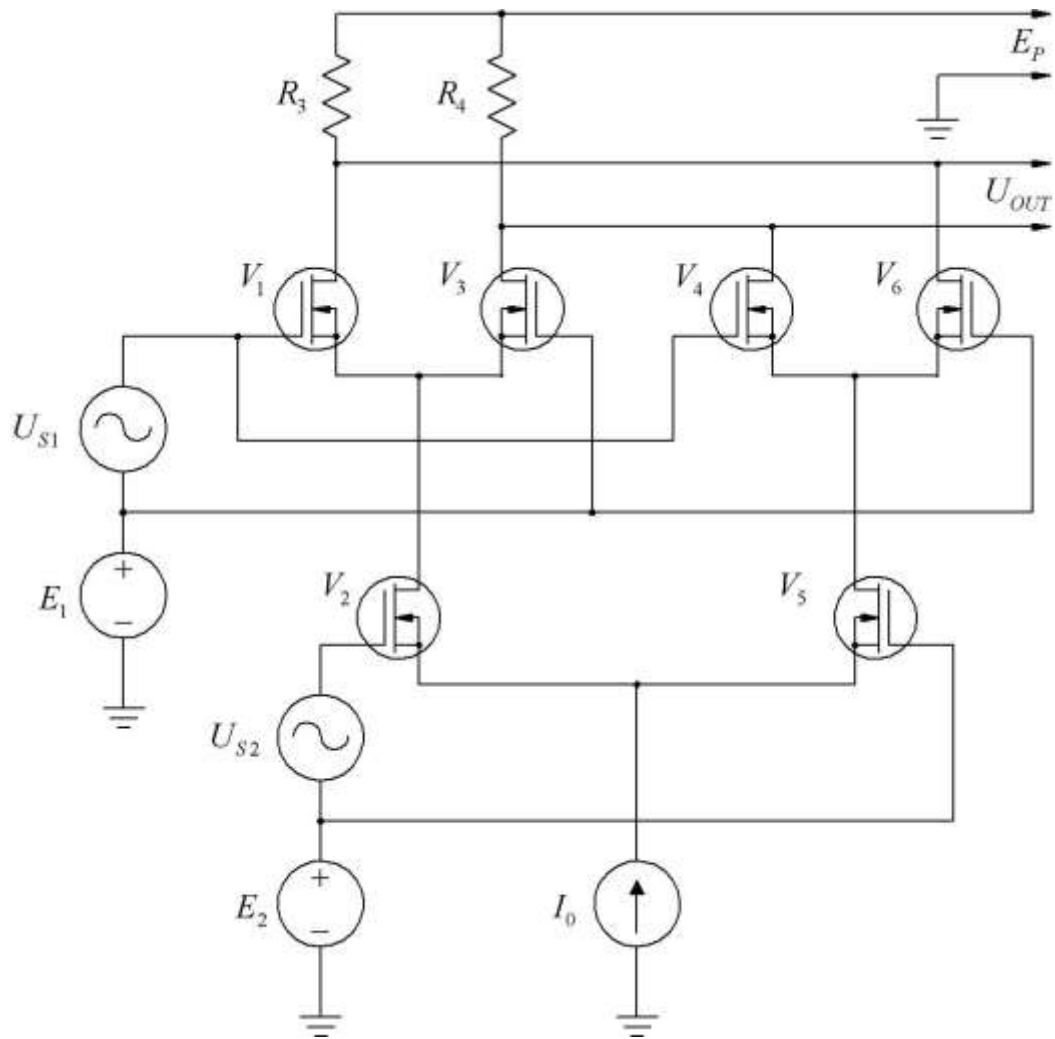


Рисунок 1 - Эквивалентна схема аналогового перемножувача сигналів на основі полевих транзисторів

Входное напряжение АПС на ПТ определяется выражением

$$U_{вых} = R(I_{C1} + I_{C4} - I_{C2} - I_{C3}), \quad (6)$$

где $R = R_1 = R_2$.

Подставляя (4) и (5) в (6) получаем

$$U_{вых} = R \left(\sqrt{2 \cdot I_{cm}} (\sqrt{I_{C5}} - \sqrt{I_{C6}}) \cdot \bar{U}_{C2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_{cm}}{2}} I_{cm} \left(\frac{1}{\sqrt{I_{C5}}} - \frac{1}{\sqrt{I_{C6}}} \right) \cdot \bar{U}_{C2}^3 \right) \quad (7)$$

Члены этого выражения $\sqrt{I_{C5}} \sqrt{I_{C6}} \frac{1}{\sqrt{I_{C5}}} \frac{1}{\sqrt{I_{C6}}}$ являются функциями \bar{U}_{C1} . Разложив их по степеням \bar{U}_{C1} и ограничившись тремя членами разложения, после подстановки в выражение (7) и несложных преобразований получим

$$U_{вых} = R \left(-\frac{4\sqrt{I_{cmo} \cdot I_{cm}}}{(U_{3П} - U_{3м})} U_{C1} \cdot U_{C2} - \frac{2}{\lambda_0 (U_{3П} - U_{3м})^4} \sqrt{\frac{I_{cm}^3}{8 \cdot I_{cmo}}} \cdot U_{C1} \cdot U_{C2}^3 \right) \quad (8)$$

Это выражение справедливо в предположении, что транзисторы $V_1 - V_4$ полностью идентичны, и их $U_{3П}$ и $U_{3м}$ соответственно равны $U_{3П}$ и $U_{3м}$ транзисторов V_5 и V_6 .

Но так как ток стока транзисторов V_5 и V_6 в рабочей точке должен превышать вдвое токи стоков транзисторов $V_1 - V_4$ при одинаковых напряжениях $U_{3П}$, то при практической реализации АПС в качестве V_5 и V_6 можно включить параллельно два идентичных $V_1 - V_4$ ПТ, как это сделано в варианте АПС [3]. Тогда можно считать, что в схеме АПС (см. рис. 2) применены ПТ V_5 и V_6 с крутизной проходной ВАХ вдвое больше, чем у $V_1 - V_4$, то есть

$$I_{cmo} = 2 \cdot I_{cm} \quad (9).$$

Практическое применение АПС (преобразователи частоты, фазовые детекторы и др.) часто предполагает подачу переменных напряжений на оба входа. Учитывая условие(9) и полагая U_{C1} и U_{C2} гармоническими функциями, то есть $U_{C1} = U_{m1} \cos \omega_1 t$ $U_{C2} = U_{m2} \cos \omega_2 t$, после несложных преобразований получаем

$$U_{\text{аи}\delta} = -\frac{I_{cm} U_{m1} U_{m2} R}{(U_{\check{q}} - U_{\check{q}n})^2} \left(2\sqrt{2} + \frac{3 \cdot I_{cm} U_{m2}}{8 \cdot I_0 (U_{\check{q}} - U_{\check{q}n})^4} \right) (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t) - \frac{I_{cm}^2 U_{m1} U_{m2}^3 R}{8 \cdot I_0 (U_{\check{q}} - U_{\check{q}n})^4} (\cos(\omega_1 + 3\omega_2)t + \cos(3\omega_2 - \omega_1)t)$$

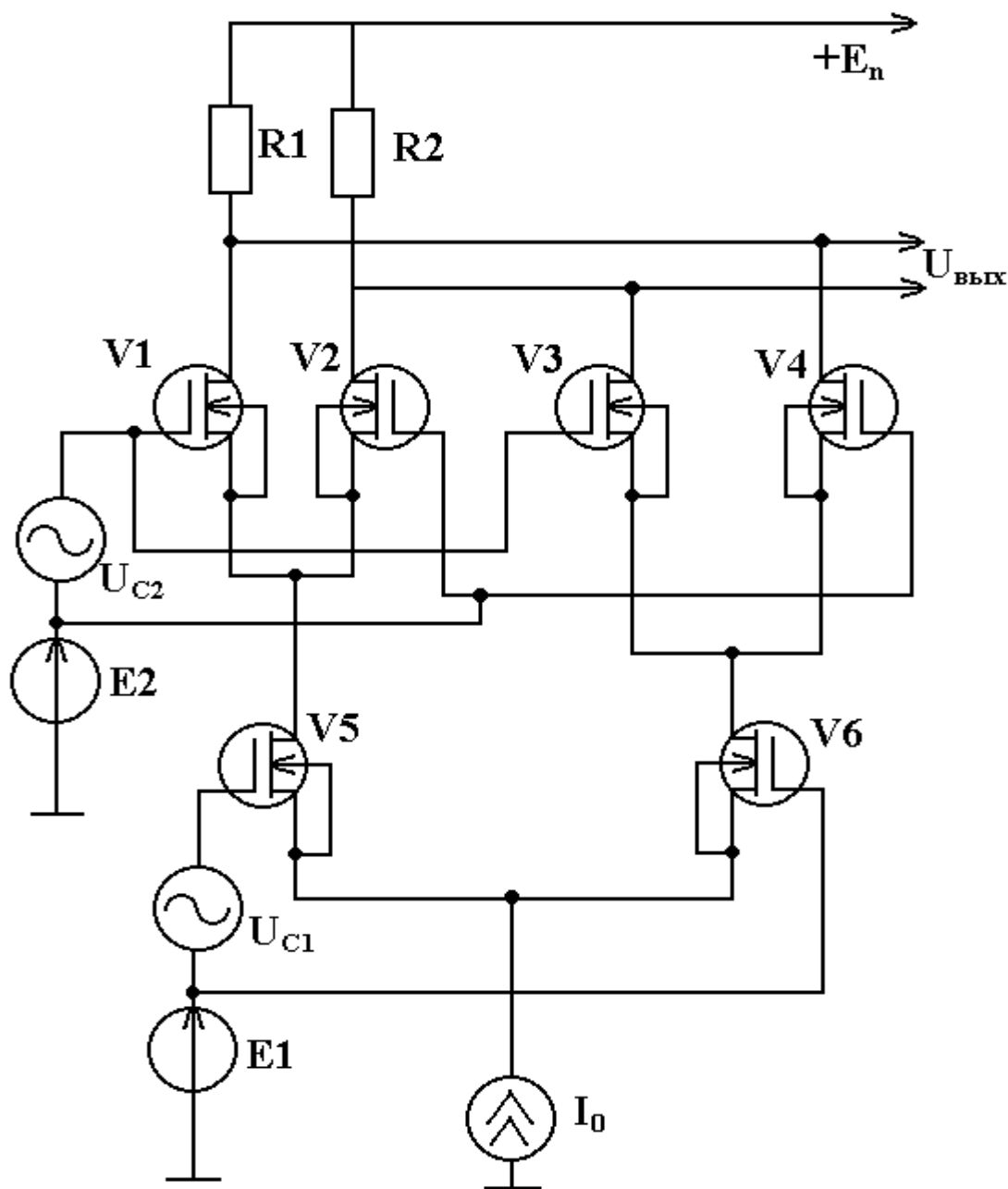


Рис. 2. АПС на ПТ.

Составляющие выходного сигнала с частотами, равными сумме и разности частот входных сигналов относят к основному продукту перемножения. Остальные слагаемые - продукт нелинейности четвёртого порядка, обусловленный нелинейной зависимостью токов в плечах ДК от напряжения входного сигнала.

Из выражения (10) следует, что уровень основного продукта в выходном сигнале АПС линеен по отношению к сигналу U_{C1} и нелинеен по отношению к сигналу U_{C2} . Это справедливо при достаточно малом уровне сигнала U_{C1} , при котором проходную ВАХ транзистора можно считать линейной в пределах изменения его уровня. При получении выражения (10) не учитывалась также отсечка тока канала. В реальных условиях эта зависимость сложнее. Это же относится к зависимости уровня продуктов нелинейности четвертого порядка от уровня входных сигналов.

Описываемый АПС на ПТ практически реализован авторами статьи. В качестве элементной базы использовались транзисторы типа 2П306, которые были специально подобраны по критерию равенства их напряжений отсечки и крутизны проходной ВАХ при токах стока 2,5 и 5 мА.

Представим амплитудную характеристику (АХ) АПС как зависимость уровня спектральной составляющей выходного сигнала, частота которой равна сумме или разности частот входных сигналов, от их уровней. На рис. 3 приведены экспериментально снятые АХ исследованного варианта АПС при токах покоя стоков транзисторов 1 мА, что, как показали экспериментальные исследования, соответствует середине квадратичного участка проходной ВАХ.

Представляют практический интерес экспериментальные зависимости уровней продуктов нелинейности в выходном сигнале от уровней входных сигналов, которые приведены на рис. 4.

На основании проведенных экспериментальных исследований, подробный анализ которых не позволяет привести ограниченный объем статьи, можно сделать следующие выводы:

- верхняя граница динамического диапазона входных сигналов АПС на ПТ составляет около 700 мВ, что значительно выше, чем у АПС выполненных на БТ;
- уровень комбинационных продуктов в выходном сигнале значительно ниже, чем у АПС, выполненных на БТ [3];
- АПС на ПТ целесообразно выполнить в интегральном исполнении, что улучшит его балансные и частотные свойства.

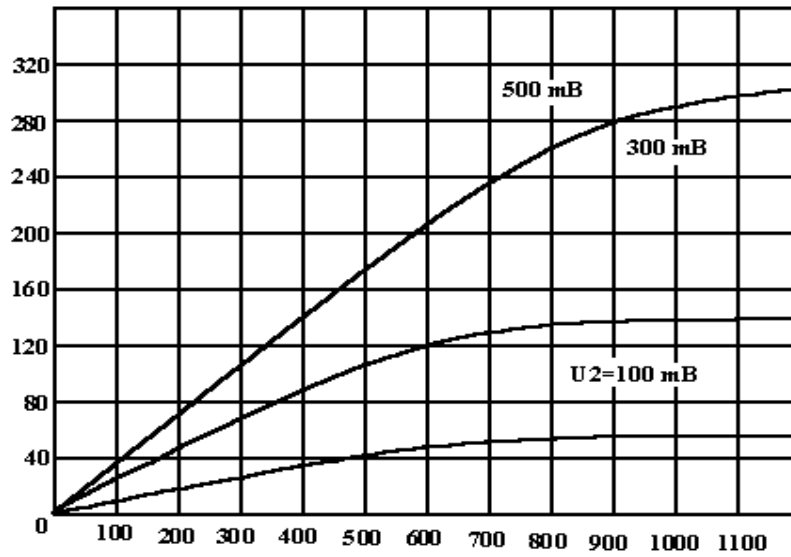


Рис. 3. АХ АПС на ПТ. U_0 – уровень спектральной составляющей с частотой равной сумме частот входных сигналов. U_1 – уровень сигнала подаваемого на нижний по схеме (рис.2) вход АПС. U_2 – уровень сигнала подаваемого на верхний по схеме вход АПС.

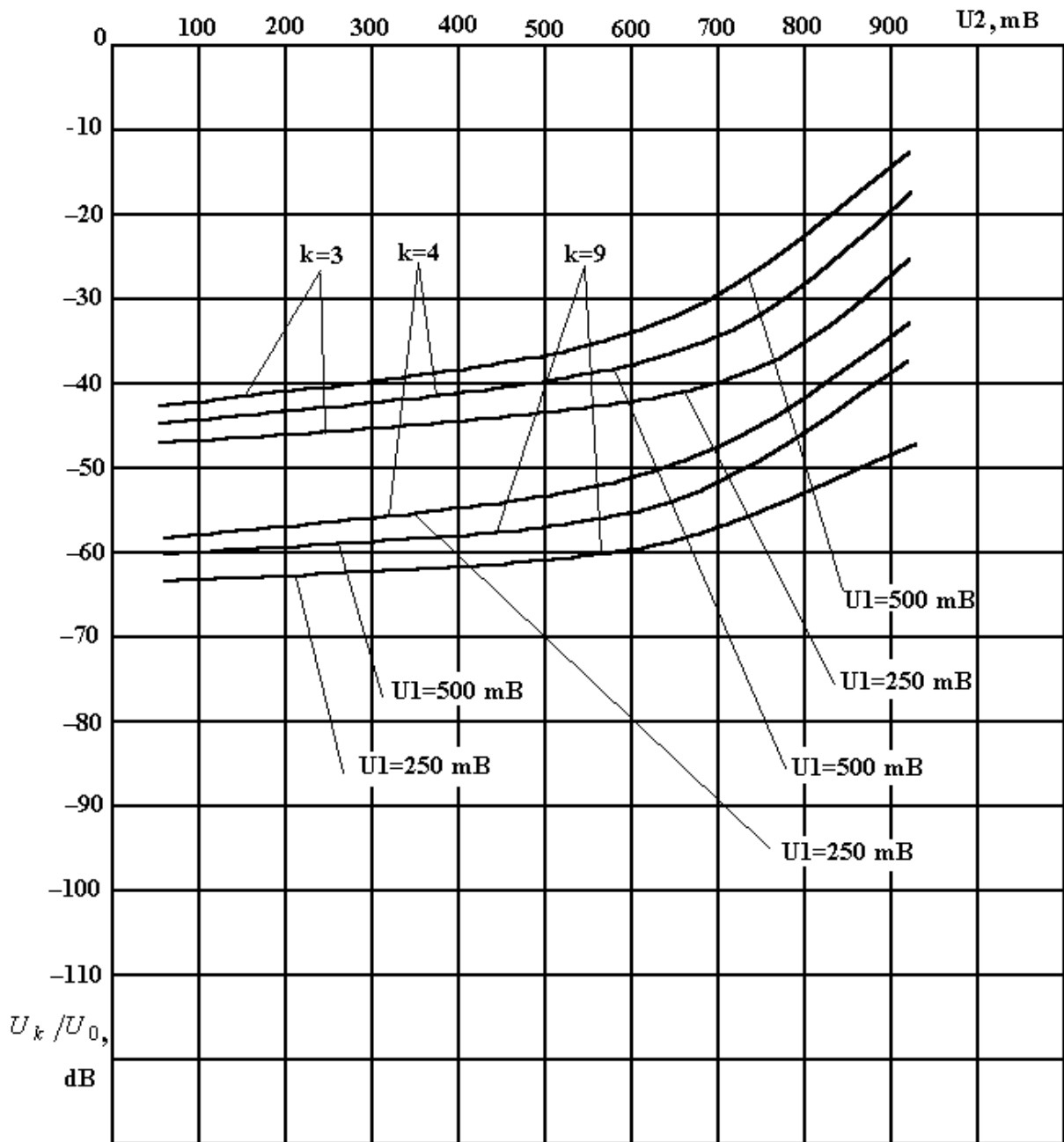


Рис. 4. Зависимости уровней продуктов нелинейности в выходном сигнале АПС на ПТ от уровней входных сигналов. k - порядок нелинейности; U_k – уровень комбинационной составляющей