

УДК 621.39.62:001.63(075.8)

**СИНТЕЗ КОМПОНЕНТНЫХ СТРУКТУР
ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ**

И.Ю. МАЛЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 12 апреля 2006*

Предложен метод топологического синтеза высоколинейных усилительных трактов с контролируемой стабильностью передаточных характеристик, рассмотрена процедура синтеза и разработан высоколинейный широкополосный усилитель радиочастоты декаметрового диапазона.

Ключевые слова: топологический синтез компонентных структур, условия нулевой чувствительности, усилительный тракт.

Введение

Среди возможных подходов к проблеме повышения линейности усилительных трактов (УТ) топологические методы [1–4] выделяются особым образом. Это связано с возможностью реализации УТ с более высокими показателями качества по сравнению с функциональными звеньями (ФЗ), входящими в его состав.

В общем виде задача топологического синтеза формулируется как требование определения структуры соединений ФЗ в УТ, которая обеспечит трансляцию сигнала с заданным усилением, линейностью и стабильностью. Так как задача топологического синтеза УТ многофакторна, т.е. при синтезе требуется контролировать ряд показателей качества, то для обеспечения регулярности процедуры синтеза, при условии сохранения его результативности, необходимо выработать обобщенный критерий. В практике топологического синтеза в качестве такого универсального критерия используются функции чувствительности цепи [1–4].

Теоретический анализ

В [1, 2] показано, что удовлетворение условию нулевой чувствительности (УНЧ) до m -го порядка включительно линейного коэффициента передачи ассоциированной цепи к вариации коэффициентов передачи ФЗ q_i

$$S_q^K = \left(\frac{\partial}{\partial q} \right)^r K(p, q_i) = 0 \quad (1)$$

(S_q^K — производная r -го порядка по линейным передачам i -го ФЗ; $r = \overline{1, m}$; $i = \overline{1, n}$, n — число ФЗ в тракте) позволяет контролировать параметры функционального ряда, описывающие оператор передачи синтезируемого УТ:

$$x(p_1, \dots, p_l) = K(p, q_{i0})\varepsilon(p) + \sum_{j=m+2}^l K(p_1, \dots, p_j, q_i)\varepsilon(p_1) \dots \varepsilon(p_j), \quad (2)$$

где $\varepsilon(p)$ — входное воздействие; $x(p_1, \dots, p_l)$ — отклик на него; $K(p_1, \dots, p_l, q_i)$ — коэффициенты функционального ряда.

В [1, 2, 4] найдены топологические свойства трактов, удовлетворяющих УНЧ для всех ФЗ, и предложены процедуры синтеза. Однако для решения задач синтеза требуется формирование обобщенной структуры тракта и упрощение базиса. В результате затрудняется переход от структурного решения к физической реализации.

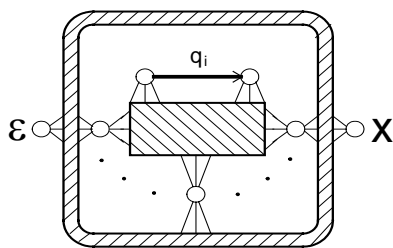


Рис. 1. Многомерная модель ФЗ с выделенным q_i элементом

В ряде случаев элемент с варьируемой передачей q_i в многомерной модели ФЗ может быть выделен в отдельную ветвь (рис. 1) так, что при этом недоступные внутренние связи и сечения будут исключены путем эквивалентных преобразований [4].

Тогда, используя дополняющие цепи, можно компенсировать вариации q_i элемента, удовлетворить УНЧ (1) и контролировать оператор передачи синтезируемого тракта (2).

Таким образом, необходимым и достаточным условием топологического синтеза компонентной структуры УТ с повышенной линейностью становится процедура обеспечения

контроля параметров передачи ассоциированной цепи к нелинейному и нестабильному q_i элементу ФЗ.

Для практического синтеза компонентных структур, удовлетворяющих условию (1), удобно использовать комбинации общей отрицательной обратной связи (ООС) и местных положительных обратных связей (ПОС), которые вводятся как на входе q_i элемента, включенного в петлю ООС (рис. 2,а), так и на его выходе (рис. 2,б).

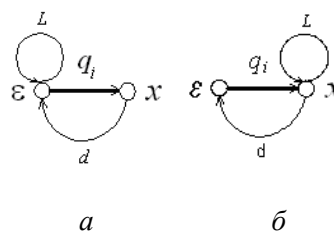


Рис. 2. Граф компонентного УТ с петлями ПОС во входном (а) и в выходном (б) сечении

В первом случае сигнал, оставшийся на входе q_i после введения ООС, подается через каскад L , образующий петлю ПОС, на вход q_i элемента. При единичном усилении L это эквивалентно созданию бесконечно большой передачи по петле ООС и приводит к полной компенсации сигнала ошибки ООС. В результате коэффициент передачи ветви ФЗ с q_i элементом равен $(d)^{-1}$ и не зависит от q_i . Аналогичным образом работает и схема, приведенная на рис. 2,б. Устойчивость рассмотренных структурных схем обеспечивается касанием петли ПОС петли ООС, в результате чего эквивалентное петлевое усиление ПОС всегда меньше единицы: $L/(1+q_{oi}d)=1/(1+q_{oi}d)<1$.

Таким образом, введение каскада L позволяет охватить q_i элемент отрицательной обратной связью с эквивалентной бесконечно большой петлевой передачей и тем самым устранить его искажения. Однако при этом вводятся искажения каскада L , которые передаются на выход тракта и вызывают в конечном итоге значительные искажения выходного сигнала. В структурных схемах рис. 2 эти искажения не устранены, так как участок ввода L охвачен ООС с конечной петлевой передачей $q_{oi}d$.

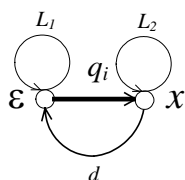


Рис. 3. Граф компонентного УТ с двумя петлями ПОС

Этот недостаток может быть устранен в структурной схеме рис. 3, в которой введены две петли единичной ПОС — по входу и выходу q_i .

В результате каждый каскад охвачен петлей ООС с эквивалентной бесконечной петлевой передачей, и искажения всей секции теоретически равны нулю. Реально в схеме будут существовать небольшие остаточные искажения, так как из-за разбросов параметров элементов тракта и спада частотных характеристик условия единичности ПОС ($L_1=L_2=1$) не могут

быть выполнены абсолютно точно в широком диапазоне частот.

Очевидно, что практическая реализация структур подобного вида требует углубленного рассмотрения вопросов, связанных с обеспечением условий устойчивого функционирования тракта в заданном частотном диапазоне. Полагая, что q_i элементы в ФЗ и каскады ПОС (L) представляют инерционные звенья первого порядка с передаточными функциями

$$q_i = \frac{q_{0i}}{(1 + p\tau_i)}, \quad i = 1, \dots, n, \quad (3)$$

$$L_j = \frac{L_{0j}}{(1 + p\tau_j)}, \quad j = 1, \dots, m, \quad (4)$$

а тракт в общем случае представляет систему с петлей общей отрицательной обратной связи из n q_i и m некасающихся петель положительной обратной связи (рис. 4) с единичными петлевыми передачами ($L_{0j}=1$), где q_{0i} и τ_i — коэффициент усиления и постоянная времени элемента q i -го ФЗ общей петли отрицательной обратной связи; L_{0j} и τ_j — коэффициент усиления и постоянная времени ФЗ j -й петли ПОС, запишем характеристическое уравнение системы:

$$\Delta(p) = \prod_{i=1}^n (1 + p\tau_i) \prod_{j=1}^m p\tau_j + \prod_{j=1}^m (1 + p\tau_j) \prod_{i=1}^n q_{0i} = 0. \quad (5)$$

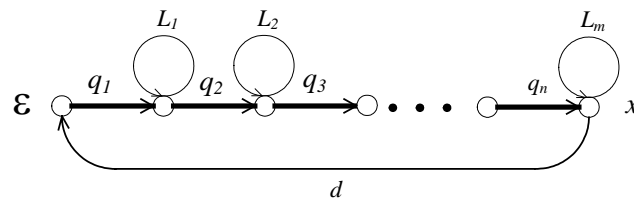


Рис. 4. Граф обобщенной компонентной структуры УТ

Из анализа (5) следует, что коэффициенты характеристического уравнения при p^{m+n-l} равны [6]:

$$A_{m+n-l} = \prod_{j=1}^m \tau_j \sum_{i_1 \dots i_{n-l}}^{\leq n} \tau_{i_1} \dots \tau_{i_{n-l}} + A_0 \sum_{j_1 \dots j_{m+n-l}}^{\geq n} \tau_{j_1} \dots \tau_{j_{m+n-l}}, \quad (6)$$

где $l = 0, \dots, (m+n)$; $i_1 < \dots < i_{n-l}$; $j_1 < \dots < j_{m+n-l}$; $A_0 = \prod_{i=1}^n q_{0i}$.

Очевидно, что определение условий устойчивости многопетлевого тракта непосредственно решением уравнения (5) затруднительно, поэтому используем критериальные подходы. Для подобного класса задач удобно использовать критерий устойчивости Лебедева, который позволяет установить условия устойчивости системы по результатам анализа отношений коэффициентов характеристического полинома. Согласно критерию Лебедева, система устойчива, если

$$A_i / A_{i+2} \geq 2,5^i A_0 / A_2, \quad i = \overline{1, \dots, (m+n)}. \quad (7)$$

Выражение (6) и условия (7) позволяют найти допустимые значения q_{0i} , τ_i и τ_j при любом числе петель ПОС в тракте. Для практически важного случая идентичных звеньев ($q_{0i} = q_0$; $\tau_i = \tau_j = \tau$) условия (7) имеют вид [6]

$$\begin{cases} A_{m-2}A_{m-1} / A_{m-3}A_m \geq 2,5, \\ A_{m-1}A_m / A_{m-2}A_{m+1} \geq 2,5, \\ A_mA_{m+1} / A_{m-1}A_{m+2} \geq 2,5, \\ A_{m+1}A_{m+2} / A_mA_{m+3} \geq 2,5. \end{cases} \quad (8)$$

Экспериментальная часть

Для иллюстрации метода синтеза компонентных структур, основанного на использовании комбинаций ПОС и ООС, рассмотрим пример проектирования тракта с общей петлей отрицательной обратной связи и двумя петлями ПОС на идентичных ФЗ (рис. 3). Принимая постоянные времени апериодических звеньев равными постоянным времени петель ПОС, получаем, согласно (8), что усиление в петле ограничено значением $A_0 \leq 3,25$.

В качестве базовой структуры ФЗ с нелинейным и нестабильным элементом передаточной характеристики q , охваченным петлей общей отрицательной обратной связи, используем систему вида (рис. 5). Такой тракт имеет высокий входной импеданс и невзаимные сечения A' и A'' для подключения автономных петель ПОС (рис. 6).

Условие настройки петли ПОС при идентичности параметров транзисторов $VT1$ и $VT2$ имеет вид

$$L_{0j} = Y_{21} \frac{R1R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}}{R1R_{\text{вх}} + R_{\text{вх}}R_{\text{вых}} + R1R_{\text{вых}}} (1 + Y_{21}R2)^{-1} = 1, \quad (9)$$

где Y_{21} — крутизна транзисторов; $R_{\text{вх}}, R_{\text{вых}}$ — присоединительные импедансы сечений тракта.

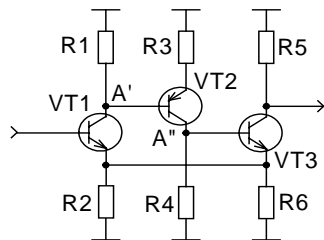


Рис. 5. УТ с общей петлей ООС

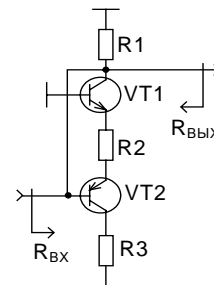


Рис. 6. Петля ПОС

Принципиальная схема тракта представлена на рис. 7.

В качестве активных элементов в петлях ПОС используются транзисторы КТ399 и КТ368 с рабочим током 2 мА. Для обеспечения единичной передачи в петле необходимо удовлетворить условию (9), которое в упрощенном виде запишется как $R6^{-1} = R4^{-1} + R5^{-1} + R9^{-1}$. Принимая $R6 = 300$ Ом, при заданных элементах системы питания $R4 = 3$ кОм и $R9 = 4,3$ кОм получаем $R5 = 354$ Ом. Значения емкостей $C3$ и $C11$ рассчитываются по условиям (8) и принимаются равными 10 и 15 пФ соответственно. Каскад на $VT6$ служит для согласования тракта с 50-омной нагрузкой. Регулировка усиления в петле ООС осуществляется цепочкой $R14, C6$.

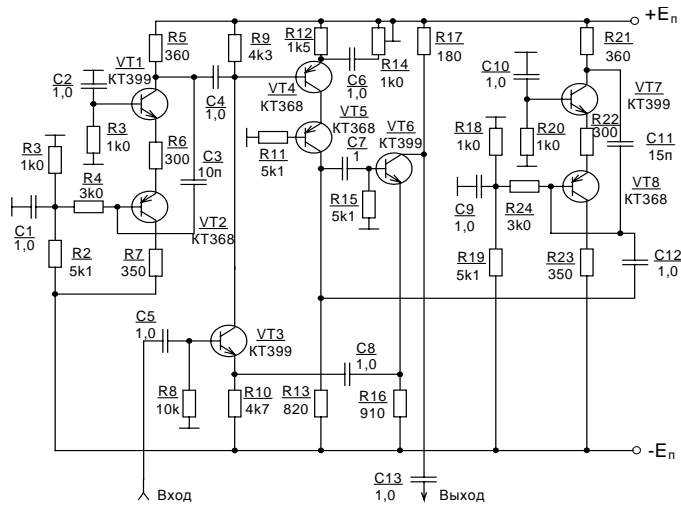


Рис. 7. Принципиальная схема высоколинейного УТ

Результаты и их обсуждение

На рис. 8 приведены результаты экспериментальных исследований синтезированного тракта.

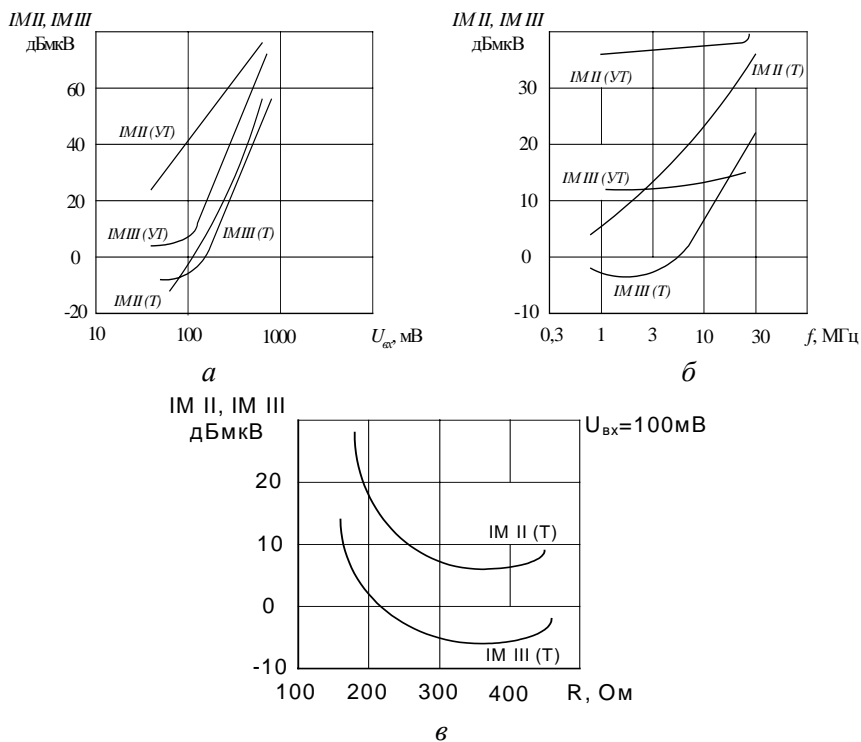


Рис. 8. Зависимости величин интермодуляционных продуктов второго ($IM II$) и третьего ($IM III$) порядков для базового УТ (VT) и разработанного тракта (T): a — амплитудные; b — частотные; v — от условий настройки петли ПОС на $VT1, VT2$

Рис. 8, a иллюстрирует амплитудные зависимости величин интермодуляционных продуктов второго и третьего порядков ($IM II$ и $IM III$) на частоте 5 МГц для базового УТ и разработанного тракта; рис. 8, b — частотные зависимости $IM II$ и $IM III$ для разработанного тракта при двухтоновом входном сигнале 2×100 мВ; рис. 8, v — зависимости параметров $IM II$ и $IM III$ от условий настройки петли ПОС на $VT1$ и $VT2$ при двухтоновом сигнале 2×100 мВ. Видно, что применение метода синтеза компонентных структур для линейризации передаточ-

ной характеристики базового УТ позволяет значительно снизить уровень нелинейных искажений. Некоторое уменьшение реализуемых выигрышей с ростом частоты, которое является следствием нарушений условий настройки ПОС, может быть устранено увеличением широкополосности петель.

Заключение

Таким образом, предложен метод синтеза компонентных структур с контролем чувствительности к q_i параметру ФЗ, обеспечивающий эффективную линеаризацию передаточной характеристики тракта. Прозрачность перехода от структурного решения к физической реализации является ключевым преимуществом разработанного метода. Вместе с этим, использование метода ограничено условиями выделения q_i элемента в отдельную ветвь с физическими узлами и доступностью контроля внутренних связей ФЗ.

THE SYNTHESIS OF THE COMPONENT STRUCTURES OF HIGH LINEARITY AMPLIFICATION PATH

I.Yu. MALEVICH

Abstract

The paper is focused on development the topological method of the synthesis of high linearity amplification path. The procedure of the synthesis is propose and develop broadband RF amplifier.

Литература

1. *Богданович Б.М., Черкас Л.А., Задедюрин Е.В., Вувуникян Ю.М., Бачило Л.С.* Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи. М., 1990.
2. *Богданович Б.М., Бачило Л.С.* Проектирование усилительных устройств. Мн., 1985.
3. *Волгин Л.И.* Топологические модели усилителей электрических сигналов. Тольятти, 2002.
4. *Малевич И.Ю.* Методы синтеза широкополосных усилительных трактов с контролируемыми параметрами динамического диапазона. Мн., 2004.
5. *Малевич И.Ю.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1997. № 5–6. С. 61–70.
6. *Малевич И.Ю., Бачило Л.С.* // Изв. вузов. Энергетика. 1984. № 5. С. 48–50.