

СЕКЦИЯ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА И УСИЛИТЕЛИ

Руководитель – к.т.н., доцент КРЫЛОВ Г.М.

МЕТОД РАСЧЁТА ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ БЕЗ КОМБИНАЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЯ В ПРАКТИКЕ РАЗРАБОТЧИКА

Шарапов Ю.И.

ФГУП «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А. И. Берга»

Гармонические и комбинационные составляющие (ГС и КС) типа $|\pm nF_c \pm mF_r|$, попав в полосу пропускания ПЧ, изменяют фазу колебаний сигналов ПЧ, приводя, в большом динамическом диапазоне особенно, к значительным ошибкам при обработке. Если полоса пропускания ПЧ очень узкая, то при известной в каждый момент частоте перестраиваемого гетеродина просто определить частоту сигнала. Наличие КС даёт сигнал ПЧ при некоторой частоте перестраиваемого гетеродина, хотя на рассчитанной частоте сигнала сам сигнал отсутствует.

ГС и КС возникают на нелинейности смесителя из-за кубического члена и членов более высокого порядка степенного ряда, которым аппроксимирована вольтамперная характеристика нелинейного элемента.

Известны номограммы расчёта комбинационных частот [1, 2, 3], являющиеся по существу графическим отображением процесса преобразования частоты при постоянных частотах сигнала и гетеродина. Запретные, узловые точки номограмм, в которых линию ПЧ пересекают линии ГС и КС, легко определить, приравняв математические выражения линий. Чтобы при постоянных частотах сигнала и гетеродина в полосе пропускания ПЧ отсутствовали ГС и КС, достаточно выбрать параметр преобразования α (равный отношению низшей из частот, участвующих в преобразовании, к высшей) вне запретных точек.

При изменяющихся частотах сигнала и гетеродина ситуация существенно усложняется. В авторитетных зарубежных источниках 1979г. [2] и 1986г. [3] предлагается графический метод: на линии ПЧ строятся квадраты, в которые не должны попасть линии ГС и КС. Графический метод не обладает достаточной точностью и не даёт ответа на вопрос, какая зона преобразования (интервал по параметру α между запретными точками $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$) более предпочтительна, позволяя использовать больший входной частотный диапазон, при котором в полосе пропускания ПЧ отсутствуют ГС и КС заданного и меньших порядков.

В журнале «Радиотехника» в 1985г. опубликован аналитический метод расчёта оптимальных параметров преобразования [4], чему предшествовали в 1984г. доклады на Московской X научно-технической конференции и на XXXIX Всесоюзной научной сессии, посвященных Дню радио.

Физический смысл метода состоит в следующем: при изменяющейся частоте сигнала и перестраиваемой частоте гетеродина запрещённые точки на номограмме растягиваются в запрещённые полосы, между которыми остаётся свободным некоторый частотный интервал. Его следует сделать равным полосе пропускания ПЧ и найти в его центре оптимальный параметр преобразования, по которому рассчитывается частота гетеродина.

Основой метода являются граничные условия для всех типов ГС и КС, установленные в запретных точках ($\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$) рассматриваемой зоны преобразования. Для различных видов преобразования частоты граничные условия различны.

Математическая суть – в решении системы из двух неравенств расстройек сигнала Δ_c , полученных методом постановок из граничных условий для определяющих ГС и КС (ГС и КС, имеющих наименьшие значения расстроек Δ_c из всех других в этой точке), одно из которых принадлежит точке $\alpha_{\min}$, а другое – точке $\alpha_{\max}$.

В табл.1 представлены выражения запретных точек, граничные условия и неравенства расстроек сигнала для ГС и КС при преобразовании частоты $F_{\text{пч}} = F_r - F_c$, если $F_r > F_c$, $F_c = \text{var}$, $F_r = \text{var}$, $\Delta_c = \Delta_r$.

Находим искомые: оптимальный параметр преобразования $\alpha_{\text{опт}}$, по которому рассчитывается частота гетеродина и при котором при максимально широком входном частотном диапазоне в полосе пропускания ПЧ отсутствуют ГС и КС типа $|\pm nF_c \pm mF_r|$ заданного и меньших порядков $p = n + m$, и максимальную расстройку

сигнала $\Delta_{c \max}$, при которой выполняются граничные условия. В каждой зоне вычисляется отношение $2\Delta_{c \max}/F_{c0}$, позволяющее сравнивать зоны по допустимому входному частотному диапазону.

Таблица 1

Тип ГС и КС	$F_{пч}=F_r-F_c, F_r>F_c, \Delta_c=\Delta_r, \Delta_{пч}<<F_c$		
	$\alpha_{запрет}$	Граничные условия	Неравенства расстройек сигнала Δ_c
		в точках $\alpha_{\min}$	
nF_c-mF_r	$(1+m)/(1+n)$	$nF_{c \min}-mF_{r \max} \geq F_{пч \text{ в}}$	$n\alpha\Delta_c \leq (n+1)\alpha F_c - (m+1)F_c - m\alpha\Delta_r - \alpha\Delta_{пч}$
$m=0 \quad nF_c$	$1/(1+n)$	$nF_{c \min} \geq F_{пч \text{ в}}$	$n\alpha\Delta_c \leq (n+1)\alpha F_c - F_c - \alpha\Delta_{пч}$
nF_c+mF_r	$(1-m)/(1+n)$	$nF_{c \min}+mF_{r \min} \geq F_{пч \text{ в}}$	$n\alpha\Delta_c \leq (n+1)\alpha F_c - (1-m)F_c - m\alpha\Delta_r - \alpha\Delta_{пч}$
mF_r-nF_c	$(m-1)/(n-1)$	$mF_{r \max}-nF_{c \min} \leq F_{пч \text{ н}}$	$n\alpha\Delta_c \leq (n-1)\alpha F_c - (m-1)F_c - m\alpha\Delta_r - \alpha\Delta_{пч}$
$n=0 \quad mF_r$	$1-m$	$mF_{r \min} \geq F_{пч \text{ в}}$	$0 \leq \alpha F_c - (1-m)F_c - m\alpha\Delta_r - \alpha\Delta_{пч}$

Если требуется работать при иной частоте гетеродина чем расчётная, то вычисляется рабочий параметр преобразования $\alpha_{\text{раб}}$. При $\alpha_{\text{раб}} < \alpha_{\text{орт}}$ допустимая рабочая расстройка сигнала $\Delta_{c \text{ раб}}$ рассчитывается из неравенства расстройки сигнала, полученного из граничного условия для определяющей КС в точке $\alpha_{\min}$ рассчитываемой зоны. Если $\alpha_{\text{раб}} > \alpha_{\text{орт}}$ -то из неравенства расстройки сигнала в точке $\alpha_{\max}$ [5]. Всегда рабочая расстройка $\Delta_{c \text{ раб}}$, при которой в полосе пропускания ПЧ нет ГС и КС, меньше максимальной расстройки сигнала $\Delta_{c \max}$.

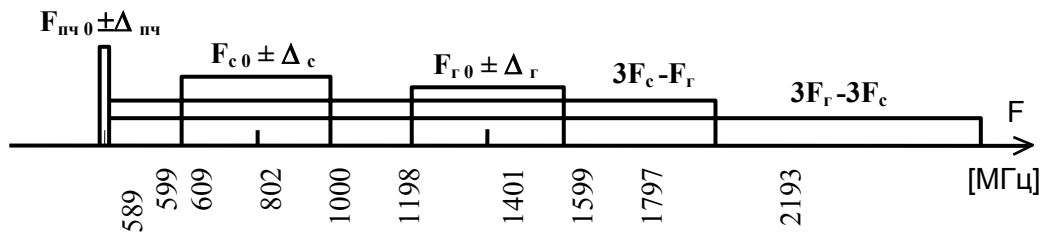


Рис. 1. Спектральная диаграмма зоны преобразования с $\alpha_{\min}=1/2, \alpha_{\max}=1$ при $F_{пч}=F_r-F_c$, ДБС, $p=n+m \leq 7, \alpha_{\text{орт}}=F_{c0}/F_{r0}=0,625, \Delta_{c \max}=\pm 198$ МГц.

Известны [5] результаты расчёта параметров преобразования в супергетеродинном режиме при $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c, F_r=F_{r0} \pm \Delta_r, F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}, \Delta_c=\Delta_r, \Delta_{пч} << F_{c0}$. Так для преобразования $F_{пч}=F_r-F_c$, если $F_r > F_c$, при отсутствии в полосе ПЧ ГС и КС с порядками $p=n+m \leq 7$, в зоне с $\alpha_{\min}=1/2$ и $\alpha_{\max}=1$ при использовании двойного балансного смесителя (ДБС) имеем: $\alpha_{\text{орт}}=10F_{c0}/(16F_{c0}-\Delta_{пч}), \Delta_{c \max} \leq (F_{c0}-\Delta_{пч})/5$ и отношение $(2\Delta_{c \max}/F_{c0})\% = 40$, если $\Delta_{пч}=0,01F_{c0}$. Легко получить численные величины параметров при заданных $F_{c0}=1000$ МГц и $\Delta_{пч}=0,01F_{c0}=10$ МГц и построить спектральную диаграмму рис.1

При работе с $\alpha_{\text{раб}} < \alpha_{\text{орт}}$ в запретной точке $\alpha_{\min}=1/2$ получаем [5] определяющую КС $3F_c-F_r$ с граничным условием $3F_{c \min}-F_{r \max} \geq F_{пч \text{ в}}$ и неравенством расстройки сигнала $4\alpha_{\text{раб}}\Delta_{c \text{ раб}} \leq 4\alpha_{\text{раб}}F_{c0}-2F_{c0}-\Delta_{пч}$, откуда, зная $F_{c0}=1000$ МГц, и $\Delta_{пч}=10$ МГц, задавшись $\alpha_{\text{раб}}=F_{c0}/F_{r \text{ раб}}=0,6$, находим $\Delta_{c \text{ раб}}=\pm 164,17$ МГц. Построим спектральную диаграмму при $\alpha_{\text{раб}}=0,6 < \alpha_{\text{орт}}=0,625$ (рис.2).

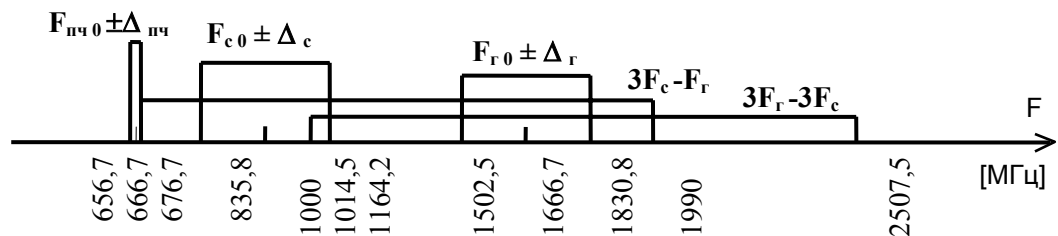


Рис. 2. Спектральная диаграмма зоны преобразования с $\alpha_{\min}=1/2, \alpha_{\max}=1$ при $F_{пч}=F_r-F_c$, ДБС, $p=n+m \leq 7, \alpha_{\text{раб}}=F_{c0}/F_{r \text{ раб}}=0,6, \Delta_{c \text{ раб}}=\pm 164,17$ МГц.

Отметим, что, переведя в левую часть неравенства расстройки член $\Delta_{пч}$ из правой части, и приравняв правую часть неравенства к нулю, решив полученное уравнение относительно α , получим значение запретной точки $\alpha_{\text{запрет}}=\alpha_{\min}=1/2$. Отмеченное правило справедливо для неравенств расстроек сигнала любых ГС и КС при различных видах преобразования.

Оптимальные параметры преобразования вычислены и сведены в таблицы для преобразований $F_{пч}=F_r-F_c$, если $F_r>F_c$, $F_{пч}=F_c-F_r$, если $F_c>F_r$, $F_{пч}=F_r+F_c$, если $F_r>F_c$, $F_{пч}=F_c+F_r$, если $F_c>F_r$, при использовании однодвухполосного смесителя, балансного по сигналу, балансного по гетеродину, двойного балансного смесителя при отсутствии в полосе пропускания ПЧ ГС и КС типа $|\pm nF_c \pm mF_r|$ заданных порядков $p=n+m \leq 2 \dots 7$ и различных режимах работы приемного устройства [5].

При отсутствии на входе смесителя частоты внешней помехи, используя метод, рассчитаны без ГС и КС в полосах пропускания ПЧ режимы при постоянной частоте гетеродина:

1. Режим транспонирования входного частотного диапазона в другую частотную область при $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=\text{const}$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, $\Delta_c=\Delta_{пч}$, чтобы не было пропуска информации [5].

2. Сдвиг входного частотного диапазона вверх или вниз на очень малую величину (единицы и доли процента от средней частоты входного диапазона), осуществлённый двойным преобразованием частоты. Рассмотрены четыре схемы сдвига частоты, даны параметры первого и второго преобразований, примеры расчётов, определена лучшая схема [5].

3. Дан метод и пример расчёта многоканального приёмника с частотной свёрткой диапазонов, состоящего из N последовательных ступеней преобразования, каждая из которых имеет K параллельных каналов [5].

4. Режим при изменяющейся частоте сигнала и сетке из k постоянных гетеродинных частот, разнесённых на $2\Delta_{пч}$ друг от друга, при $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=\text{const}$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm (\Delta_c/k)$, позволяющий повысить чувствительность на $10 \log k$ [дБ] и производить мгновенный обзор входного частотного диапазона [6].

При перестраиваемой частоте гетеродина рассмотрены:

1. Супергетеродинный режим при $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=F_{r0} \pm \Delta_r$, $\Delta_c=\Delta_r$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_{пч} < F_{c0}$ и выбирается из условия оптимального приёма сигналов с известной шириной спектра [5].

2. Режим сжатия сигналов при $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=F_{r0} \pm \Delta_r$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_c \neq \Delta_r \neq \Delta_{пч}$, использующийся в приёмниках со сжатием сигналов на дисперсионных линиях задержки.

При наличии частоты внешней помехи определены ГС и КС типа $|\pm nF_c \pm mF_r \pm kF_n|$, образующиеся на интервале $0 \leq \alpha \leq 1$. Установлены граничные условия для ГС и КС. Введен параметр $S=f_{\text{низш}}/f_{\text{вышш}}$, характеризующий отношение между частотой сигнала и частотой помехи. Рассмотрены преобразования частоты $F_{пч}=F_r-F_c$, если $F_r>F_c$, $F_{пч}=F_c-F_r$, если $F_c>F_r$, $F_{пч}=F_r+F_c$, если $F_r>F_c$, $F_{пч}=F_c+F_r$, если $F_c>F_r$, при различных соотношениях частот сигнала, гетеродина и помехи. Применение метода позволило произвести расчёт зон преобразования в режимах транспонирования и супергетеродинном без ГС и КС в полосах пропускания ПЧ при различных значениях параметра S при условиях [5]:

1. $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=F_{r0} \pm \Delta_r$, $F_n=F_{n0} \pm \Delta_n$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_c=\Delta_r=\Delta_n$, $\Delta_{пч} \neq \Delta_c$.
2. $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=F_{r0} \pm \Delta_r$, $F_n=F_{n0} \pm \Delta_n$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_c=\Delta_r$, $\Delta_n \neq \Delta_c$, $\Delta_{пч} \neq \Delta_c$.
3. $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=\text{const}$, $F_n=F_{n0} \pm \Delta_n$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_c=\Delta_n=\Delta_{пч}$.
4. $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=\text{const}$, $F_n=F_{n0} \pm \Delta_n$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_n \neq \Delta_c$, $\Delta_c=\Delta_{пч}$.
5. $F_c=F_{c0} \pm \Delta_c$, $F_r=\text{const}$, $F_n=\text{const}$, $F_{пч}=F_{пч0} \pm \Delta_{пч}$, где $\Delta_c=\Delta_{пч}$.

Показана возможность расчёта зон преобразования при наличии на входе смесителя двух внешних помех и отсутствии в полосе пропускания ПЧ ГС и КС типа $|\pm nF_c \pm mF_r \pm kF_{n1} \pm tF_{n2}|$ [5].

Метод позволил рассмотреть работу приёмного устройства в режимах транспонирования и супергетеродинном без ГС и КС типа $|\pm nF_c \pm mF_r|$ в полосах пропускания ПЧ, когда ПЧ формируется: разностью или суммой первой гармоники сигнала и второй или третьей гармониками гетеродина, разностью или суммой первой гармоники гетеродина и второй или третьей гармониками сигнала, разностью или суммой равных гармоник (вторых или третьих) сигнала и гетеродина. Дано сравнение параметров преобразования рассмотренных режимов с параметрами классических преобразований, когда ПЧ формируется разностью или суммой первых гармоник сигнала и гетеродина [7].

Метод расчёта оптимальных параметров преобразования без ГС и КС в полосе пропускания ПЧ прост и эффективен.

Литература

1. Лобенштейн. Номограмма для расчета значений комбинационных частот. – Электроника, 1973, т.46, № 16, с.63.
2. Справочник по радиолокации в 4-х т. Т. 3, гл. 2. / Под ред. М. Сколника. – М.: Сов. Радио, 1979, с.142.
3. James Bao-Yen Tsui. Microwave receivers with electronic warfare applications. // A Wiley-Interscience Publication. John Wiley and Sons. New York. Chichester. Brisbane. Toronto. Singapore. 1986, p.138.
4. Шарапов Ю.И. Выбор частоты гетеродина при отсутствии комбинационных составляющих в полосе пропускания промежуточной частоты. – Радиотехника, 1985, № 2, с. 92–96.
5. Шарапов Ю. И., Крылов Г. М., Пантелеев Ю. П. Преобразование сигнала без комбинационных частот. – М.: ИПРЖР: 2001. – с. 288, ил.

6. Шарапов Ю.И. Преобразование частоты $F_{пч}=F_c-F_r$, если $F_c>F_r$, при изменяющейся частоте сигнала и сетке постоянных частот гетеродина без комбинационных составляющих. – Радиопромышленность, 2004, вып.2, с.43-59.

7. Шарапов Ю.И. Преобразование частоты $F_{пч}=F_r-2F_c$, $F_{пч}=F_r-3F_c$, если $F_r>F_c$, в супергетеродинном режиме без комбинационных составляющих. - Радиотехника, 2004, № 6, с.81-91.

The method enables an intermediate frequency band to be determined for input signals whose frequency range is maximally wide. The IF band is free from combination components of given order. The method can be used when sum and difference frequency conversion operations are performed, and also is valid in the presence (or absence) of external interference. The method is usable for an LO with one or multiple constant frequencies as well as for an LO with tunable bandwidth.

НОВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Алипов А.С., Козырев В.Б.

Московский технический университет связи и информатики

В технике усилителей мощности (УМ) широко используется понятие класса работы усилителя [1, 2]. До изобретения транзисторов выделяли пять классов ламповых УМ: А, АВ, В, ВС и С. Критерием здесь служила величина угла отсечки импульсов анодного тока лампы. Когда появление транзисторов открыло возможность эффективной реализации ключевых УМ, разработка новых технических решений в этой области естественно повлекла за собой введение обозначений новых классов, таких как D, E, F и др. Старый критерий здесь неприменим, так как различные в схемном и режимном отношении ключевые УМ разных классов работают с одними и теми же значениями углов отсечки. Поэтому классификация велась как по особенностям режима выходной цепи УМ, так и по ее схмотехническому построению. Таким образом, существующая на данный момент классификация УМ формировалась во многом хаотично и, как показано в [3], методологически нестройна. Уже в настоящее время это приводит к терминологической путанице, и зачастую даже специалисты плохо ориентируются в данном вопросе. Очевидна необходимость упорядочения классификации с учетом последних достижений в технике УМ. Решение указанной задачи будет способствовать лучшему пониманию различных методов усиления и их мест в технике УМ.

Настоящая работа является развитием [3]. На основе идеи, высказанной в [3], формулируются критерии и составляется новая, методологически более стройная классификация.

Можно выделить два способа преобразования энергии в УМ. При первом электронный прибор (ЭП) находится попеременно в активном состоянии и состоянии отсечки, и его можно рассматривать как управляемый источник тока (УИТ). При втором способе ЭП работает в ключевом режиме, находясь попеременно в открытом состоянии и в состоянии отсечки, и его можно рассматривать как ключ. Далее будем считать, что крутизна линии граничного режима выходной ВАХ ЭП бесконечно велика, а сопротивление ключа в замкнутом состоянии равно нулю.

1. УМ с ЭП-УИТ. При работе в *классе А* ЭП находится в активном состоянии на протяжении всего периода рабочей частоты, то есть угол отсечки выходного тока ЭП равен 180° . Выходные ток и напряжение ЭП при усилении гармонического сигнала имеют синусоидальную форму – рис. 1,а. В УМ *класса В* выходной ток ЭП имеет вид отрезков синусоиды с углом отсечки 90° (рис. 1,б). Выходное напряжение в двухтактных УМ и в одноктактных УМ с фильтровой нагрузкой имеет вид синусоиды (рис. 1,б), а в одноктактном УМ с резистивной нагрузкой – вид полусинусоиды. *Класс АВ* является промежуточным между классами А и В: величина угла отсечки лежит между 180° и 90° . В УМ *класса С* выходной ток ЭП также представляет собой отрезки синусоиды, но угол отсечки меньше 90° . Для обозначения режима, при котором угол отсечки незначительно меньше 90° , вводился термин «класс ВС», но широкого распространения он не получил.

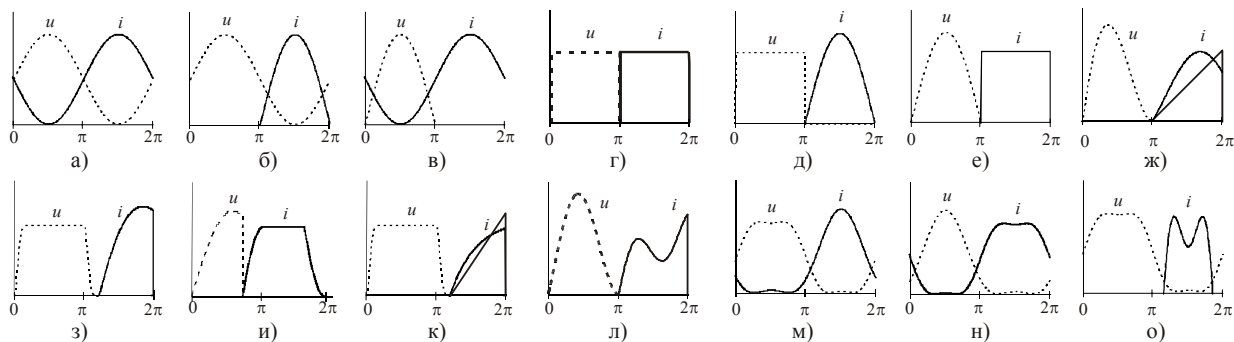


Рис. 1. Эпюры выходных токов и напряжений ЭП в УМ различных классов

УМ с формами колебаний, обратными классу В. В [4] описан особый двухтактный УМ по схеме с параллельным питанием транзисторов, в котором ток коллектора имеет вид синусоиды, а напряжение на коллекторе – вид отрезков синусоиды с углом отсечки 90° (рис. 1,в). При этом, в отличие от рассмотренных выше классов УМ, здесь ЭП по полпериода работает в активном и в открытом состоянии. Таким образом, данный УМ является промежуточным между усилителями на основе ЭП-УИТ и ключевыми. Его нельзя отнести ни к одному из существующих классов.

2. Ключевые УМ. УМ класса D с резистивной нагрузкой выполняются по одноконтурной схеме и по двухтактным схемам с переключением напряжения (ПН) и с переключением тока (ПТ) [1]. При длительности открытого состояния транзистора $\omega t_{\text{отк}} = \pi$ эпюры тока ключа и напряжения на ключе во всех трех схемах имеют вид меандров (рис. 1,г).

УМ класса D с фильтровой нагрузкой строятся только по двухтактным схемам: с переключением напряжения и фильтром (ПНФ) и с переключением тока и фильтром (ПТФ) [1]. В простейшем случае фильтром является соответственно последовательный или параллельный колебательный контур. Основным режимом работы этих УМ является симметричный ($\omega t_{\text{отк}} = \pi$). Эпюры тока ключа и напряжения на ключе в двух схемах для этого режима показаны соответственно на рис. 1,д, е.

Ключевые УМ классов F и $F_{\text{инверсный}}$ [1, 2] – это одноконтурные усилители, в которых реализованы такие же формы выходных колебаний, как в двухтактных УМ ПНФ и ПТФ класса D соответственно (см. рис. 1,д, е). Для получения этих форм в одноконтурных схемах эквивалентная нагрузка, приведенная к выходу ЭП, должна представлять собой холостой ход (ХХ) на высших нечетных и короткое замыкание (КЗ) на четных гармониках (класс F), или наоборот (класс $F_{\text{инв}}$). С этой целью в выходную цепь УМ включают четвертьволновый отрезок длинной линии [1].

Схемы и режимы УМ класса E – с формирующим контуром (ФК) – выбираются так, чтобы в момент открывания ЭП напряжение на нем и производная напряжения были равны нулю. В зависимости от вида нагрузки (резистивная или фильтровая), типа ФК (Г-образный или параллельный) и выходного фильтра (последовательный или параллельный контур) возможны пять одноконтурных схем УМ класса E [1, 2, 5]. Формы напряжения на ключе во всех них примерно сходны, а формы тока ключа различаются. Последние могут иметь вид отрезков экспоненты, треугольных импульсов (рис. 1,ж), отрезков синусоиды (рис. 1,з) или отрезков синусоиды с дополнительной линейной составляющей. При построении двухтактных УМ ФК включается в состав каждого плеча схемы.

УМ класса DE с фильтровой нагрузкой выполняются по двухтактным схемам ПНФ и ПТФ. В усилителях ПНФ класса DE [6, 7] включение ЭП, как и в классе E, происходит при нулевом напряжении с нулевой производной. Для реализации такого режима в выходную цепь УМ включается ФК, Г-образный или параллельный, а ЭП работают с недокрытиями ($\omega t_{\text{отк}} < \pi$). Таким образом, данные усилители занимают промежуточное положение между УМ класса E и УМ ПНФ класса D. На рис. 1,з приведены эпюры напряжения и тока в УМ с Г-образным ФК. УМ ПТФ класса DE [8] является развитием УМ ПТФ класса D. В отличие от последнего, здесь последовательно со стоками транзисторов включены дополнительные индуктивности, а транзисторы работают с перекрытиями ($\omega t_{\text{отк}} > \pi$). Формы тока и напряжения (рис. 1,и) здесь дуальны формам вида рис. 1,з. К классу DE данный УМ отнесен его авторами именно из этого соображения.

Идея построения и работы УМ класса DE с резистивной нагрузкой [9] сходна с идеей УМ ПНФ класса DE. Ток ключа при Г-образном ФК имеет вид отрезков экспоненты, а при параллельном ФК – треугольных импульсов (рис. 1,к).

УМ класса EF [10] предполагают частотную настройку выходной цепи, промежуточную между классами $F_{\text{инв}}$ и E, а именно: на некотором числе гармоник обеспечивается настройка, как в классе $F_{\text{инв}}$ (т. е. КЗ на нечетных, ХХ на четных), а на прочих гармониках эквивалентная нагрузка, приведенная к выходу ЭП, остается емкостной, как в классе E. В обозначение УМ класса EF включают индекс, показывающий, на каких

гармониках обеспечиваются условия класса $F_{инв}$. Например, на рис. 1,л показаны эюры для УМ класса EF_2 . УМ класса EF можно строить по двухтактной схеме с параллельным питанием. В том числе можно за счет симметрии схемы обеспечить КЗ по всем высшим нечетным гармоникам (класс $EF_{х, неч}$, где «х» – одно или несколько четных чисел) [10]. Если дополнительной настройки выходной цепи на XX по четным гармоникам нет, то схема и режим работы такого УМ (класс $EF_{неч}$) будут эквивалентны УМ ПТФ класса D .

3. Полигармонические УМ. В усилителях с ЭП-УИТ реализуются способы повышения КПД и выходной мощности посредством изменения гармонического состава импульсов напряжения на выходных электродах, тока выходного электрода, либо того и другого одновременно, в направлении формирования таких импульсов тока и напряжения, которые приближались бы к формам, получаемым в ключевых УМ. Схемные и режимные решения для достижения этой цели многообразны: в выходную цепь УМ включаются дополнительные резонансные контуры, а в некоторых случаях может потребоваться специальная форма возбуждения или перевод ЭП в слабоперенапряженный режим [1, 2]. В общем случае такие УМ называются полигармоническими.

Среди полигармонических УМ выделяются две отдельные группы, где ток через ЭП протекает в течение всего периода $PЧ$ [2]. В УМ первой группы выходное напряжение и выходной ток ЭП имеют в своем составе первую и некоторое конечное число соответственно нечетных и четных высших гармоник рабочей частоты, приближаясь по форме от синусоиды соответственно к меандру и к отрезкам синусоидальных импульсов с углом отсечки 90° (рис. 1,м). В УМ второй группы все с точностью до наоборот (рис. 1,н). Такие УМ причисляют соответственно к классам F и $F_{инв}$.

Практически наиболее часто для формирования импульсов тока или (и) напряжения используется только одна высшая гармоника, и такие УМ называют бигармоническими. Например, напряжение на входных электродах ЭП содержит первую и третью гармоники; выходной ток ЭП на интервале своего протекания повторяет форму входного напряжения, то есть его импульс достаточно близок к прямоугольному (рис. 1,о). Напряжение на выходе ЭП также содержит первую и третью гармоники, для чего в выходную цепь вводится дополнительный параллельный контур, настроенный на третью гармонику.

Термин «бигармонический» применяют и по отношению к ключевым УМ, например к усилителю класса E с дополнительным «генератором инжекции» в выходной цепи, работающим на второй гармонике и позволяющим получить форму тока ключа без скачка в момент замыкания [11].

4. Новая классификация УМ. Предлагается руководствоваться при классификации следующими критериями: во-первых, способом работы ЭП (УИТ или ключ), во-вторых, идеализированной формой импульсов напряжения и тока ЭП-УИТ или ЭП-ключа, являющейся результатом того или иного схемотехнического построения УМ и режима работы ЭП. Предлагаемый подход не подразумевает разработки формальной классификационной схемы, под которую можно было бы подвести все основные технические решения в области УМ, и тем более еще неизвестные решения. Таковую схему построить трудно, если вообще возможно, и практическая потребность в ней неочевидна. Подход состоит в том, чтобы методологически правильно перераспределить известные УМ по существующим классам, с минимальным добавлением новых классов.

В коррекции нуждаются следующие положения существующей классификации:

а) Однотактные ключевые УМ с отрезками длинных линий причисляются к классам F и $F_{инв}$, а аналогичные им двухтактные ключевые УМ – к классу D , хотя сущность соответствующих однотактных и двухтактных УМ одинакова, и формы выходных колебаний ЭП сходны.

б) К классу DE одновременно отнесены принципиально различные УМ с переключением напряжения и переключением тока; формы выходных колебаний ЭП в этих УМ дуальны.

в) Возникает путаница в связи с тем, что к классам F и $F_{инв}$ относят как однотактные ключевые УМ, так и полигармонические УМ с формами колебаний, приближающимися к формам в этих ключевых УМ. Хотя в спектральном составе выходных колебаний ключевых и полигармонических УМ этих классов имеется аналогия, способы его достижения различны.

г) Обозначение однотактных УМ класса EF неудачно. Они являются промежуточными между УМ класса E и ключевыми УМ класса $F_{инв}$, а не класса F . Двухтактные же УМ класса EF получаются промежуточными между УМ класса E и УМ ПТФ класса D , что не соответствует обозначению вовсе.

д) УМ с формами колебаний, обратными классу B , не имеет обозначения.

Для устранения этих недостатков предлагается внести в классификацию УМ следующие изменения (см. также таблицу):

- 1) Классы A , AB , B , C оставить без изменений.
- 2) УМ с формами колебаний, обратными классу B , присвоить название усилителя класса $B_{инв}$.
- 3) К классу D отнести только те ключевые УМ, в которых как ток, так и напряжение на ключе имеют форму прямоугольных импульсов (т. е. бывшие УМ класса D с резистивной нагрузкой).
- 4) К классу F отнести двухтактные УМ ПНФ бывшего класса D и те однотактные УМ с отрезками длинных линий, где ток ключа имеет форму отрезков синусоиды, а напряжение на ключе – прямоугольных импульсов.

5) Аналогично, к классу $F_{инв}$ отнести двухтактный УМ ПТФ бывшего класса D и те одноконтурные УМ с отрезками длинных линий, где ток ключа имеет форму прямоугольных импульсов, а напряжение на ключе – отрезков синусоиды.

5) Класс E оставить без изменений.

6) Усилителям, промежуточным между УМ классов D и E, F и E, $F_{инв}$ и E, присвоить обозначения классов DE, FE, $F_{инв}E$ соответственно.

7) УМ с формами колебаний, дуальными классу FE, (т. е. бывшему УМ ПТФ класса DE) присвоить обозначение класса $(FE)_{инв}$.

Что касается полигармонических (в том числе бигармонических) УМ, то здесь вследствие многообразия технических решений возможно множество сочетаний форм тока и напряжения на выходных электродах ЭП, что сложно отразить в классификации. С одной стороны, можно считать, что полигармонические УМ представляют собой специальные варианты «базовых» УМ классов A, AB, B или C. Тогда, например, УМ с эппорами колебаний вида рис. 1,м следует называть (как и делают некоторые авторы [12]) полигармоническим УМ класса A. С другой стороны, поскольку в большинстве случаев формы выходных колебаний ЭП в полигармонических УМ приближаются к формам в ключевых УМ классов D, F или $F_{инв}$, то можно относить их к тем же классам, что и соответствующие ключевые УМ. С этих позиций УМ рис. 1,м нужно называть (как и принято большинством специалистов) полигармоническим УМ класса F. Таким образом, вопрос о классификации полигармонических УМ не имеет однозначного решения и является предметом дальнейшей дискуссии.

Предлагаемые изменения классификации УМ

Новая классификация	Старая классификация
УМ классов A, AB, B, C	УМ классов A, AB, B, C
УМ класса $B_{инв}$	—
УМ класса D	Одно- и двухтактные УМ класса D с резистивной нагрузкой
УМ класса F	Двухтактные УМ ПНФ класса D и одноконтурные ключевые УМ класса F
УМ класса $F_{инв}$	Двухтактные УМ ПТФ класса D и одноконтурные ключевые УМ класса $F_{инв}$
УМ класса E	Одно- и двухтактные УМ класса E
УМ класса DE	Двухтактные УМ класса DE с резистивной нагрузкой
УМ класса FE	Двухтактные УМ ПНФ класса DE
УМ класса $F_{инв}E$	Одно- и двухтактные УМ класса EF
УМ класса $(FE)_{инв}$	Двухтактные УМ ПТФ класса DE

Литература

1. Проектирование радиопередатчиков. Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000.
2. F. H. Raab et al. RF and microwave power amplifier and transmitter technologies, part 2 // High Frequency Electronics. – May 2003. – Pp. 22 – 36.
3. А. Алипов, В. Козырев. Новый подход к классификации усилителей мощности. Труды 58 научной сессии, посвященной Дню радио. – М.: Изд. журнала "Радиотехника", 2003, т. 1. – С. 166 – 168.
4. М. А. Сиверс, Э. М. Спириденков, А. Я. Сергеев. Широкополосный транзисторный усилитель мощности // Известия вузов СССР – Радиоэлектроника. – Т. 50, № 1, 1972. – С. 99 – 102.
5. V. B. Kozyrev. Class E amplifiers with a parallel filtering circuit // Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, Moscow, 2004. – 8.pdf.
6. H. Koizumi et al. Class-DE high-efficiency tuned power amplifier // IEEE Transactions on Circuits and Systems, part I. – Vol. 43, № 1, 1996. – Pp. 51 – 60.
7. Алипов А. С., Козырев В. Б. Двухтактный ключевой генератор класса EF с параллельным формирующим контуром. Деп. в ЦНТИ «Информсвязь» № 2210 св. 2002 от 10.06.2002, с. 71 – 92.
8. M. Matsuo, T. Suetsugu, S. Mori, I. Sasase. Class DE current-source parallel resonant inverter // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 46, № 2, 1999. Pp. 242 – 248.
9. A. Alipov, V. Sokolov, V. Kozyrev. Class-DE power amplifiers with resistive load // Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, Moscow, 2004. – 7.pdf.
10. S. D. Kee, I. Aoki, A. Hajimiri, and D. Rutledge. The class-E/F family of ZVS switching amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 51, № 6, 2003. – Pp. 1677 – 1690.
11. A. Telegdy, B. Molnár, and N. O. Sokal. Class- E_M switching-mode tuned power amplifier – high efficiency with slow-switching transistor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 51, № 6, 2003. Pp. 1662 – 1676.
12. B. Ingruber, W. Pritzl, D. Smely, M. Wachutka, and G. Magerl. High-efficiency harmonic-control amplifier // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 46, № 6, 1998. Pp. 857 – 862.

NEW CLASSIFICATION OF TRANSISTOR POWER AMPLIFIERS

Alipov A., Kozyrev V.

Moscow Technical University of Communications and Informatics

Abstract – A review of the traditional classification of power amplifiers is performed, and its incompleteness and methodological drawbacks are considered. Unified classification criteria are proposed: firstly, the operational mode of the electron device (controlled current source or switch), and, secondly, its idealized output waveforms. New classification, based upon the proposed criteria, is introduced.



ЛИНЕЙНЫЕ СВЧ-УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Нефедов В.И., Белик Ю.Д., Чешев А.М., Барский Д.Р., Гуров П.А.

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики
(технический университет)»

119454, Москва, проспект Вернадского 78, тел. 434-91-56

В последние годы в качестве СВЧ-усилителей мощности многоканальных систем передачи информации (особенно это относится к системам подвижной связи) используются широкополосные транзисторные каскады. Для достижения высоких скоростей передачи и эффективного использования полосы частот часто применяются сигналы одновременно с фазовой манипуляцией и амплитудной модуляцией. Такие сигналы имеют сильно меняющуюся огибающую, что из-за нелинейности тракта приводит к появлению внеполосных интермодуляционных искажений (ИМИ), дополнительному расширению рабочего спектра частот и просачиванию мощности в соседние каналы.

Передача, прием и обработка сигналов со смешанной модуляцией требует применения высоколинейных СВЧ-усилителей мощности. С другой стороны, для получения высокого КПД транзисторные усилители должны работать принципиально в режиме с отсечкой, то есть в классе АВ или С. Поэтому современные СВЧ-усилители включают в свою схему несколько типов компенсации нелинейных искажений, от регулировки рабочей точки до обратных и прямых связей компенсации.

В настоящее время широкое внедрение получили цифровые методы линеаризации, когда мощный СВЧ-усилитель работает в режиме с отсечкой, а искажения компенсируются численными методами. Например, линеаризация с помощью внесения предсказания значительно улучшает линейность при сохранении высокого КПД СВЧ-усилителя. Адаптивная линеаризация цифровыми методами требует построения модели усилителя, в которой была бы максимально учтены ИМИ. Эта модель должна адаптироваться к изменениям характеристик усилителей, включая температурные изменения, изменение напряжения источника питания, старения транзисторов, а также к изменению свойств многоканального входного сигнала.

Наибольшее распространение в СВЧ-усилителях радиотехнических систем передачи информации получили двухтактные схемы включения биполярных и полевых транзисторов. В частности, это необходимо для работы в широком диапазоне частот и размещения большего числа каналов связи. В диапазоне дециметровых волн требуется быстрая перестройка частоты и обеспечение широкой полосы пропускания усилителей, в частности: 220...440 МГц, 500...1000 МГц, 1000...2000 МГц.

Применение на этих частотах линейных усилителей с перестраиваемыми резонансными контурами затруднено, поскольку из-за введения устройств автоматической перестройки усложняется конструкция всего усилителя. Следовательно, переход к широкодиапазонным двухтактным усилителям оправдан и позволяет обойтись без подстроечных элементов, что, безусловно, повышает надежность системы в целом.

На первый взгляд может показаться, что из-за удвоенного количества активных элементов в двухтактных усилителях, размеры аппаратуры тоже значительно возрастают. Однако, поскольку переход к широко-

полосным схемам позволяет снизить токи и напряжения на реактивных элементах их колебательных систем, то, следовательно, уменьшается и их масса и габариты. С другой же стороны, необходимость выравнивания в каждом каскаде коэффициента усиления по мощности K_p на всей полосе пропускания усилителя может вести к уменьшению абсолютного значения K_p и, как следствие, к увеличению общего количества усилительных каскадов.

В случае, когда требуемая выходная мощность передатчика превышает номинальную выходную мощность транзистора на данной рабочей частоте, применяются схемы сложения мощностей отдельных каскадов. При этом параллельное включение мощных транзисторов используется крайне редко из-за значительного ухудшения параметров СВЧ-усилительного модуля, так как при параллельном включении транзисторов не только снижается надежность схемы из-за сильного разброса их параметров, но и возникает опасность самовозбуждения усилителя. Кроме того, снижаются входные и нагрузочные сопротивления транзисторов. Вследствие этого, для получения высокой выходной мощности необходимо применять схемы сложения мощностей многих однотипных транзисторов, которые, как правило, работают синфазно, в одном и том же режиме и выдают в нагрузку одинаковую мощность.

Построение усилителя на базе конструктивно законченных СВЧ-усилительных модулей повышает его надежность и долговечность, упрощает техническое обслуживание, позволяет унифицировать элементную базу радиопередатчиков различной мощности, работающих в одном частотном диапазоне. К недостаткам модульных устройств стоит отнести наличие большого числа межмодульных соединений, гнезд и т.п., а также сложность коммутирующих устройств при использовании схем обхода отказавшего модуля. Также, в ряде случаев, недостатком является бинарность входов сумматоров (число входов – 2^n). Например, при необходимости сложения мощностей 10-и усилительных модулей приходится использовать сумматор на 16, что может значительно повысить стоимость всего передатчика.

В передающей технике чаще всего применяются только сумматоры с развязкой входов. Это связано с тем, что при использовании простой схемы без развязки, невозможно корректно сложить мощности одиночных усилителей, если хотя бы один из них выйдет из строя. Структурная схема усилителя со сложением мощностей показана на рис. 1.

Заметим, что из теории усилителей известно, что при бинарном сложении мощностей общее число суммируемых одиночных усилителей составляет $N = 2^m$, где $m = 1, 2, 3, \dots$ — число ступеней мостового сумматора.

К мостовым устройствам относятся многополюсники (М), с помощью которых обеспечивается совместная и взаимно независимая работа нескольких генераторов (усилителей) электрических колебаний на общую нагрузку.

Мостовые сумматоры обычно анализируются по следующим основным параметрам:

- мощность P источников суммируемых мощностей, Вт;
- номинальное сопротивление входов сумматора, Ом;
- коэффициент отражения Γ и коэффициент стоячей волны (КСВ).
- величины, характеризующие отражение от входов (выходов) из-за рассогласования реальных входных и выходных сопротивлений сумматора (делителя) с номинальными сопротивлениями нагрузки и источника;
- рабочая полоса частот, Гц;
- потери мощности в сумматоре, дБ;
- развязка входов сумматора мощности, дБ:

$$\alpha = -10 \lg \frac{P_1}{P}.$$

Здесь P_1 — мощность, выделяемая в одном из $(N-1)$ резисторов; P – мощность, отдаваемая источником в номинальную нагрузку.

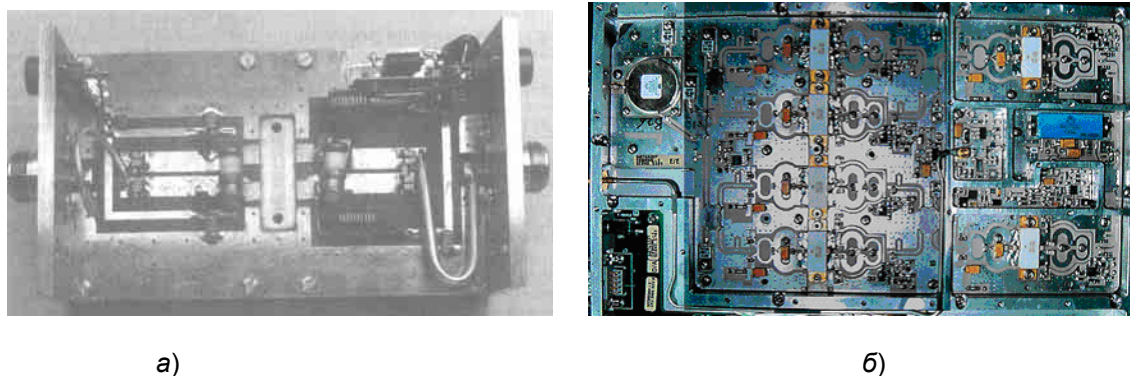


Рис. 2. Линейные усилители мощности на транзисторах: а — полевом; б — биполярных

Например, мощный усилитель, построенный с применением 16-ти канальных радиальных сумматоров, работающий в диапазоне от 5,3 до 18 ГГц, имеет следующие параметры:

- уровень выходной мощности: $P_{\text{дБ}} = 36 \dots 50$ дБмВт;
- уровень мощности насыщения: $P_{\text{нас}} = 37 \dots 51$ дБмВт;
- коэффициент усиления — 40 – 60 дБ;
- КСВ по напряжению — не более 2,0 – 1;
- коэффициент шума — не более 12 дБ.

Проведенные на компьютере расчеты показывают, что увеличение линейности СВЧ-усилителя на 3 дБ эквивалентно увеличению КПД на 4 – 5 %. Линейность выходного СВЧ-усилителя является очень критичным параметром для работы современных систем беспроводной связи, основанных на стандарте 3GPP. Сигналы, которые передает радиотракт, являются широкополосными, если рассматривать их в базовой по-

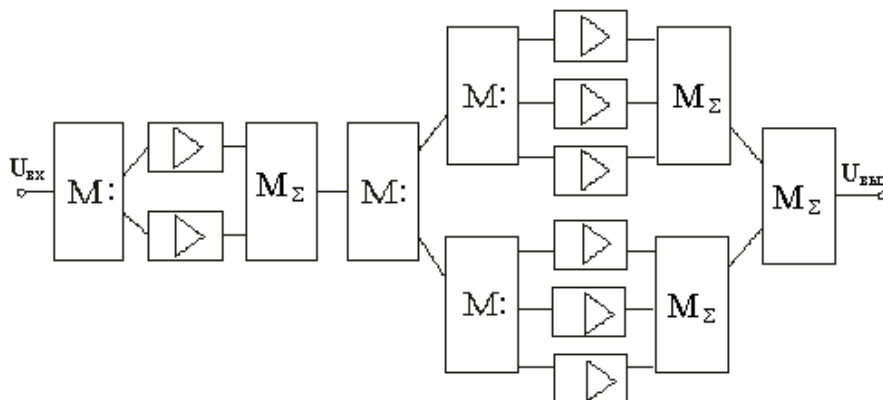


Рис. 1. Структурная схема усилителя со сложением мощностей

лосе частот, и имеют большое соотношение пикового значения к среднему, если рассматривать их во временной области.

На рис. 2 показаны конструкции разработанных авторами высоколинейных широкополосных транзисторных СВЧ-усилителей мощности.

При проектировании новых систем связи разработчики столкнулись с рядом технических противоречий. С одной стороны, для качественной передачи информации необходимо применять сложные виды сигналов, поддерживающих высокоскоростные потоки данных, а с другой стороны, для увеличения продолжительности жизни батарей необходимо снижать уровни излучаемых сигналов и потребляемую системой мощность. Значительно сгладить указанные противоречия и найти компромиссное техническое решение позволит использование новых технологий при разработке как отдельных устройств, так и систем в целом.

Литература

1. Нефедов В.И. Линейные СВЧ-усилители мощности для систем подвижной связи. «Наукоемкие технологии», № 12, 2004, т. 5

2. Козлов Е.Ю., Нефедов В.И. Учет амплитудных и фазовых ошибок в схемах линеаризации характеристик усилителей для передатчиков систем сотовой связи. DSPA .2002, 4-ая Международная конференция: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М.: 2002. Доклады – 2, с. 346 – 349.

3. Нефедов В.И., Касымов А.Ш. Методы ослабления фазовых преобразований в СВЧ-усилителях. DSPA '2003, 5-ая Международная конференция: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М.: 2003. Доклады – 2, с. 385-387.

4. M. Golio, Low Voltage Electronics for Portable Wireless Applications: An Industrial Perspective, 1998 IEEE MTT-S Digest, p. 319.

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В СВЧ-УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Чешев А.М., Самохина Е.В., Нефедов В.И., Барский Д.Р., Гуров П.А.

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики
(технический университет)»

119454, Москва, проспект Вернадского 78, тел. 434-91-56

В многоканальных системах передачи информации и системах мобильной связи в качестве СВЧ-усилителей мощности, работающих в многосигнальном режиме, используются транзисторные широкополосные каскады и схемы со сложением мощностей. Из-за больших мощностей активные элементы СВЧ-трактов работают в режимах, близких к режимам насыщения. Вследствие этого в трактах возникают нелинейные искажения сигналов и поэтому к ним предъявляют жесткие требования по уровню и поддержанию выходной мощности, а главное — по устранению нелинейных искажений в широкой полосе частот. Транзисторные СВЧ-усилители мощности обладают нелинейностью передаточных амплитудной характеристики (АХ) и неравномерностью фазоамплитудной характеристики (ФАХ). Нелинейность АХ проявляется в нелинейном АМ/АМ-преобразовании входного сигнала, а неравномерность ФАХ — в паразитном преобразовании амплитудной модуляции в фазовую в виде АМ/ФМ-преобразования или, так называемой, амплитудно-фазовой конверсии (АФК).

При передаче и одновременном усилении большого количества сигналов в нелинейный приемопередающем СВЧ-тракте возникает ряд таких нелинейных эффектов, как: подавление сильными сигналами слабых (до 4,0 – 6,0 дБ); снижение выходной полезной мощности на (1,0 – 1,5 дБ и более); появление на выходе тракта продуктов интермодуляционных искажений (ИМИ) 3-го порядка 2-х типов (ИМИ-31 и ИМИ-32) и 5-го порядка шести типов (ИМИ-51 – ИМИ-56).

В последние годы основными методами исследования нелинейных устройств с АФК являются функциональные методы, метод комплексного коэффициента передачи и электродинамические. Эти методы имеют определенные недостатки: без предварительных упрощений сложно составить интегродифференциальные и интегро-степенные уравнения второго и третьего порядков; методы решения уравнений очень сложны и справедливы при малой нелинейности АХ и ФАХ; в большинстве случаев учитывается раздельное влияние АМ/АМ- и АМ/ФМ-преобразований; в экспериментальных и теоретических работах проведены исследования для малого числа сигналов ($N \leq 5$) на входе нелинейного устройства и при их незначительном уровне мощности — $P_{\text{вх}} < (0,2 \dots 0,5)P_{\text{вх.нас}}$. Наиболее оптимальными методами анализа широкополосных СВЧ-усилителей являются квазистатические методы, которые основаны на представлении устройства с комплексной нелинейностью в виде эквивалентного четырехполюсника с внешними односигнальными передаточными АХ и ФАХ. Применение квазистатических методов требует введения ряда ограничений: сигналы на входе нелинейного СВЧ-тракта считаются узкополосными; амплитуда и фаза огибающей входного сигнала изменяются медленно по сравнению с частотой несущей; полоса частот, занимаемая всеми сигналами вместе с защитными интервалами в одном канале меньше полосы пропускания всего тракта; фильтры на выходе тракта подавляют все гармоники, кроме ИМИ; вся основная нелинейность тракта сосредоточена в выходном СВЧ-усилителе мощности; передаточные АХ и ФАХ тракта не зависят от частоты. Отмеченные ограничения соответствуют условиям, близким к реальным, при которых происходит процесс преобразования или усиления нескольких сигналов в СВЧ-тракте.

Аналитическая модель нелинейного СВЧ-тракта. В квазистатических методах передаточную характеристику нелинейного СВЧ-тракта можно записать как:

$$G(\rho) = g(\rho)\exp[j\varphi(\rho)], \quad (1)$$

где ρ — огибающая суммы сигналов на входе исследуемого устройства; $g(\rho)$ — амплитудная характеристика; $\varphi(\rho)$ — фазоамплитудная характеристика.

Удобнее вместо характеристик $g(\rho)$ и $\varphi(\rho)$ экспериментально определять следующие характеристики исследуемого устройства:

$$P_{\text{вых}} = g(P_{\text{вх}}); \quad G = \varphi(P_{\text{вх}}). \quad (2)$$

Здесь $P_{\text{вх}}$ и $P_{\text{вых}}$ — мощность суммарного сигнала на входе и выходе устройства; G — сдвиг фазы сигнала на его выходе в зависимости от входной мощности $P_{\text{вх}}$.

Будем рассматривать в качестве АХ и ФАХ соответственно зависимости, представленные в формуле (2). Напряжение на выходе нелинейного СВЧ-тракта при квазистатическом методе исследования можно выразить через его передаточную характеристику.

Преимущества квазистатических методов: существенное упрощение выражений, связывающих входное воздействие с выходной реакцией устройства; универсальность метода — одно и тоже математическое и программное обеспечение может быть использовано для различного типа усилителей с комплексной нелинейностью независимо от принципа их работы и процессов, происходящих в устройстве; достаточная простота метода — использование только внешних односигнальных передаточных АХ и ФАХ исследуемого каскада. Вместе с тем квазистатические методы имеют некоторые недостатки. В расчетах коэффициент АМ/ФМ-преобразования $K_{\text{АМ/ФМ}}$ рассматривается как постоянная величина и не зависит от мощности входного сигнала $P_{\text{вх}}$, в то время как в реальных устройствах она зависит от входной мощности. Однако проведенный анализ показывает, что величина $K_{\text{АМ/ФМ}}$ мало зависит от $P_{\text{вх}}$ только при малых значениях $P_{\text{вх}}$. Поэтому приходится подставлять максимальное значение коэффициента АМ/ФМ-преобразования $K_{\text{АМ/ФМ}}$, что существенно изменяет оценку результатов расчетов отношения $P_{\text{с}}/P_{\text{ИМИ}}$.

Раздельное влияние нелинейности АХ и ФАХ. При оценке влияния нелинейности передаточной АХ на формирование колебаний на выходе исследуемого устройства учитывается только нелинейность АМ/АМ-преобразования. При этом влиянием амплитудно-фазовой конверсии пренебрегают. Наибольшее распространение получили 3 группы квазистатических методов: метод сопоставления, корреляционный и гармонический методы.

При методе сопоставления используются уже известные результаты, полученные при анализе других усилителей, если их АХ совпадают с АХ исследуемого устройства. При воздействии на вход 2–3 сигналов найдены и измерены мощности продуктов ИМИ на выходе амплитудного ограничителя описываемой степенной функцией и амплитудного ограничителя с нулевым порогом. В случае применения гармонического метода исследования передаточная АХ аппроксимируется с помощью какой-либо известной функции. При этом передаточная характеристика АХ нелинейного устройства до режима насыщения представлена в виде линейного усилителя, а после в виде амплитудного ограничителя с линейно-падающей характеристикой. Недостатком данного метода является увеличение громоздкости расчетов с увеличением количества сигнала на входе нелинейного устройства.

Наиболее часто передаточную АХ нелинейного устройства аппроксимируют с помощью степенного полинома n -ой (n — число сигналов) степени нечетного порядка:

$$u_{\text{вых}} = a_1 u_{\text{вх}} + a_3 u_{\text{вх}}^3 + a_5 u_{\text{вх}}^5 + \dots + a_n u_{\text{вх}}^n. \quad (3)$$

Амплитуды полезных сигналов $U_{\text{вых } 0}$, а также амплитуды продуктов ИМИ-31, ИМИ-32 и ИМИ-51 (соответственно U_{31} , U_{32} и U_{51}) определяются с помощью выражений, приведенных ниже.

Амплитуды полезных сигналов на выходе нелинейного устройства:

$$U_{\text{вых } 0} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вх}}}{N}} \left[a_1 + A_0 a_3 P_{\text{вх}} + B_0 a_5 P_{\text{вх}}^2 + C_0 a_7 P_{\text{вх}}^3 + \dots \right] \quad (4)$$

где $A_0 = 3(1 + N/2)$; $B_0 = 15(1 - 3N/2 - 2N^2/3)$; $C_0 = 105(13/N + 41N^2/22 - 35N^3/24)$.

Амплитуды продуктов интермодуляционных искажений типа ИМИ-31

$$U_{31} = \frac{3}{4} \left(\frac{2P_{\text{вх}}}{N} \right)^{3/2} \left[a_3 + B_{31} a_5 P_{\text{вх}} + C_{31} a_7 P_{\text{вх}}^2 + \dots \right] \quad (5)$$

где $B_{31} = 10(1 - 1,2/N)$; $C_{31} = 105(1 - 2,8/N + 2,3/N^2)$.

Амплитуды продуктов интермодуляционных искажений типа ИМИ-32

$$U_{32} = \frac{3}{4} \left(\frac{2P_{\text{вх}}}{N} \right)^{3/2} \left[a_3 + B_{32} a_5 P_{\text{вх}} + C_{32} a_7 P_{\text{вх}}^2 + \dots \right] \quad (6)$$

где $B_{32} = 10(1 - 1,5/N)$; $C_{32} = 105(1 - 3,5/N + 3,5/N^2)$.

Амплитуды интермодуляционных искажений типа ИМИ-51

$$U_{51} = \frac{5}{8} \left(\frac{2P_{\text{вх}}}{N} \right)^{5/2} \left[a_3 + C_{51} a_7 P_{\text{вх}} \right] \quad (7)$$

где $C_{51} = 21(1 - 1,4/N)$.

В последних уравнениях множитель перед квадратными скобками — коэффициент пропорциональности, определяющий интенсивность ИМИ данного типа по отношению друг к другу. При увеличении числа сигналов N коэффициенты A , B и C быстро достигают своих предельных значений. Заметим, что уже при числе сигналов на входе устройства $N > 4-8$ и 16 коэффициенты A , B и C изменяются очень незначительно и близки к предельному значению, которому соответствует $N \rightarrow \infty$.

При оценке влияния АФК на формирование спектра сигнала на выходе СВЧ-устройства следует учитывать только неравномерность ФАХ, а влиянием нелинейности передаточной АХ можно пренебречь. При этом оценивают набег фазы в устройстве и величину отношения $P_c/P_{\text{ими}}$ на его выходе в зависимости от мощности на входе. При малых уровнях входной мощности набег фазы в зависимости от влияния неравномерности ФАХ вычисляют по формуле $f(t) = KP_{\text{вх}}(t)$, где K — коэффициент пропорциональности. В результате многочисленных исследований установлено, что ФАХ удобнее аппроксимировать степенным полиномом. При этом можно учитывать несколько первых членов ряда:

$$\Delta F(t) = aU_{\text{вх}}(t) + bU_{\text{вх}}^2(t), \quad (8)$$

где $U_{\text{вх}}(t)$ — огибающая суммарного входного сигнала; a, b — коэффициенты пропорциональности.

Нахождение продуктов ИМИ, вызванных влиянием АФК, основано на том, что в функцию, аппроксимирующую ФАХ, следует подставлять выражение входного сигнала.

Оценку спектра на выходе СВЧ-тракта для 4-сигнального входного колебания при коэффициенте АМ/ФМ-преобразования $K_{\text{АМ/ФМ}} \ll 1$ определяется как отношение мощности одного полезного сигнала к мощности одного продукта ИМИ 3-го порядка типа ИМИ-32:

$$(P_c/P_{32})_{\text{АМ/ФМ}} = [N/(0,152K_0)]^2 \approx 670/K_0^2, \quad (9)$$

где K_0 — коэффициент АМ/ФМ-преобразования.

Отношение мощности одного полезного сигнала к мощности одного продукта ИМИ-31:

$$(P_c/P_{31})_{\text{АМ/ФМ}} = [2N/(0,152K_0)]^2 \approx 2785/K_0^2. \quad (10)$$

При числе сигналов $N \rightarrow \infty$ для наиболее интенсивных ИМИ типа ИМИ-32

$$(P_c/P_{32})_{\text{АМ/ФМ}} \approx 116/K_0^2. \quad (11)$$

Из (11) следует, что помехи АМ/ФМ-преобразований существенны и при $K_{\text{АМ/ФМ}} > (2-3)$ Град/дБ могут превышать уровень нелинейных помех, вызванных влиянием нелинейности АХ.

Суммарные методы расчета мощности продуктов ИМИ на выходе приемопередающего тракта, учитывающих совместное влияние нелинейности АХ и неравномерности ФАХ, основаны на суммировании результатов расчета мощности ИМИ, вычисленных известными раздельными методиками. При этом считается, что нелинейные эффекты АХ и АФК независимы друг от друга:

$$(P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{сумм}} = (P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{АХ}} + (P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{ФАХ}}. \quad (12)$$

Здесь $(P_{\text{ими}}/P_c)$ — отношение мощности одного продукта ИМИ к мощности одного полезного сигнала соответственно, при этом:

$(P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{сумм}}$ — суммарный учет влияния нелинейностей АХ и ФАХ;

$(P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{АХ}}$ — раздельный учет влияния только нелинейности АХ;

$(P_{\text{ими}}/P_c)_{\text{ФАХ}}$ — раздельный учет влияния только неравномерности ФАХ.

Хотя данный подход и предполагает применение простых выражений, однако он может быть использован только для качественной оценки влияния так как результаты достаточно приближенны.

Литература

1. Нефедов В.И. Линейные СВЧ-усилители мощности для систем подвижной связи. «Научные технологии», № 12, 2004, т. 5



ВОЗМОЖНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ С БЫСТРОЙ ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАДИОЧАСТОТЫ

Зеленов Д.Ю., Полушин П.А., Самойлов А.Г.

Владимирский государственный университет

В настоящее время широкое распространение в технике мобильной связи находят системы с программной перестройкой радиочастоты (ППРЧ) [1]. При этом мгновенное значение несущей частоты скачкообразным образом меняется по определенному закону внутри некоторой полосы Π_C . Закон изменения задается генератором псевдослучайной последовательности (ПСП). Если скорость смены частот превышает скорость

передачи информационных дискретных сообщений, то такие системы относятся к системам с быстрой перестройкой частоты.

В приемнике перед демодуляцией, принятый сигнал домножается на опорный $S_{OP}(t)$, который представляет собой гармонический сигнал, частота которого скачкообразно изменяется по такому же псевдослучайному закону синхронно изменениям частоты несущей. Опорный сигнал имеет вид:

$$S_{OP}(t) = U_{OP} \cos[2\pi(f_{П} + f_j)t],$$

где: $f_{П}$ - некоторая промежуточная частота, определяемая параметрами аппаратуры приемника; f_j - одна из частот набора, используемого при перестройке; j - текущий номер одной из частот, определяемый ПСП.

При этом каждый информационный бит передается на нескольких частотах. Такой сигнал можно трактовать как сигнал при частотно-разнесенном приеме и, согласно [2], как сложную частотно-временную систему элементарных сигналов, расположенных на оси "время - частота" в некотором порядке, определяемом ПСП.

В каналах мобильной связи часто наблюдаются селективно-частотные замирания (СЧЗ), проявляющиеся в неравномерности АЧХ тракта передачи в форме провалов характеристики в некоторой полосе частот. Ширина провалов может быть оценена с помощью радиуса частотной корреляции R_f , а статистические свойства канала внутри этой полосы достаточно адекватно описываются четырехпараметрической моделью замираний [3, 4].

Удаление из входного сигнала перескоков частоты производится домножением на специально сформированное напряжение опорного генератора постоянной амплитуды. При этом все полезные составляющие различных частот во входном сигнале складываются с постоянными весовыми коэффициентами. Таким образом, ситуация соответствует линейному комбинированию частотно-разнесенных сигналов.

Помехоустойчивость при линейном комбинировании разнесенных сигналов исследовалась в [5] для рэлеевских замираний. Однако они представляют собой лишь частный случай внутри более общей четырехпараметрической модели замираний. Пусть ρ_M - отношение сигнал/шум на входе демодулятора, при котором вероятность ошибки превышает некоторый пороговый уровень. Этот уровень определяется используемым методом модуляции и техническими нормами данной системы связи. Тогда вероятность срыва связи $P_{CC} = P\{\rho_N < \rho_M\}$ это вероятность того, что входное отношение сигнал/шум ρ_N будет ниже ρ_M , причём $N = \Pi_C / R_f$.

В [6, 7] на основе определенных допущений получены выражения для помехоустойчивости в рамках четырехпараметрической модели. Условно разобьем всю полосу Π_C на N более узких полос $\Delta f_i, i = 1 \dots N$, каждая из которых шириной R_f . Тогда вероятность срыва связи будет равна:

$$P_{CC} = \rho_m^{2N} \left(\sum_{i=1}^N \sigma_{mi}^2 \right)^N \frac{1}{N!} \prod_{i=1}^N \frac{1}{(2i-1)\sigma_{xi}\sigma_{yi}} \cdot \exp\left(-\frac{m_{xi}^2}{2\sigma_{xi}^2} - \frac{m_{yi}^2}{2\sigma_{yi}^2}\right), \quad (1)$$

где σ_{mi}^2 - мощность шума (помехи) в i -ой полосе Δf_i ; σ_{xi} , σ_{yi} , m_{xi} , m_{yi} - параметры распределения замираний внутри i -ой полосы.

В большинстве ситуаций мощность шума внутри общей полосы Π_C можно считать равномерной, а параметры замираний в каждой из полос Δf_i - одними и теми же.

При этом

$$P_{CC} = \rho_m^{2N} \frac{N^N}{N!} \cdot \frac{\sigma_m^{2N}}{\sigma_x^N \sigma_y^N} \left(\prod_{i=1}^N \frac{1}{(2i-1)} \right) \cdot \exp\left(-\frac{Nm_x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{Nm_y^2}{2\sigma_y^2}\right).$$

В работе [8] исследована ситуация, когда функция распределения оценивается усеченно-нормальным законом, соответствующим в рамках четырехпараметрической модели наиболее глубоким замираниям. При рассмотрении предварительной обработки входного сигнала (снятие перескоков частоты) с позиций методов комбинирования, приходится признать, что использование опорного генератора постоянной амплитуды не является оптимальным методом обработки. Большая помехоустойчивость может быть достигнута, если использовать опорный сигнал, адаптирующийся к текущему состоянию канала связи. Его напряжение должно при этом иметь вид

$$S_{\text{ОП}}(t) = U_j \cos[2\pi(f_{\text{П}} + f_j)t],$$

где U_j – весовой коэффициент, определяемый состоянием канала в области частоты f_j .

Для обеспечения оптимального сложения необходимо, чтобы соблюдалось равенство $U_j = K_K(f_j)$ при равномерной спектральной плотности шума, или $U_j = K_K(f_j)/\sigma_{mj}^2$ при появлении помехи в данной области частот. Здесь $K_K(f_j)$ и σ_{mj}^2 – соответственно, коэффициент передачи канала и общая мощность шума и помехи в области вблизи частоты f_j .

В этом случае, согласно [6], вероятность срыва связи

$$P_{\text{Ош}} = \frac{\rho_{\text{ш}}^{2N}}{N!} \prod_{i=1}^N \frac{\sigma_{\text{ш}i}^2}{\sigma_{\text{x}i}\sigma_{\text{y}i}} \exp\left(-\frac{m_{\text{x}i}^2}{2\sigma_{\text{x}i}^2} - \frac{m_{\text{y}i}^2}{2\sigma_{\text{y}i}^2}\right). \quad (2)$$

При сравнении формул (1) и (2) очевидны преимущества оптимального объединения. Подобная обработка укрупнено реализуется в виде приставки к функционирующей аппаратуре (на рис.1 она отделена пунктиром). Сигнал с синтезатора радиочастоты f_j подается на смеситель (СМ) не непосредственно, а после регулировки его амплитуды в умножителе (УМ). Коэффициентом передачи умножителя управляет сигнал с блока памяти.

После перемножения в перемножителе (X) опорного сигнала с частотой f_j синтезатора и входного сигнала и амплитудного детектирования результатов перемножения, образуется напряжение, пропорциональное амплитуде входного сигнала в области частоты f_j . Оно запоминается совместно с номером j , чтобы регулировать амплитуду U_j опорного сигнала при его попадании в область Δf_j .

Измеритель величины σ_{mj}^2 показан отдельно. Его принцип работы может основываться либо на измерении групповых характеристик по каждой полосе Δf_j для всех частот f_j , попадающих в неё, (для борьбы только с СЧЗ), либо на измерении по каждой частоте f_j (в случае присутствия мощных узкополосных помех). Поскольку величина $N = \Pi_C / R_f$ как правило не очень велика, то в первом случае может осуществляться параллельная многоканальная обработка набором полосовых фильтров, каждый из которых настроен на соответствующую полосу Δf_j . Выходы фильтров коммутируются на основе сигнала ПСП, отключаясь в момент попадания частот f_j в полосу Δf_j .

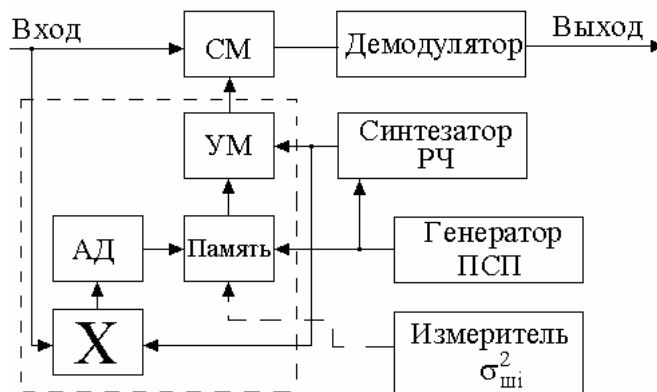


Рис. 1.

В другом случае может быть задействована еще одна система измерения, ее состав практически дублирует схему, изображенную на рис.1. Применяется еще один ПСП, связанный с исходным таким образом, чтобы вырабатываемые случайные коды у этих двух ПСП никогда не совпадали, в совпадающие моменты

времени. При этом в другом блоке памяти будет накапливаться информация о среднем уровне сигналов в каждой полосе Δf_j в отсутствие там полезного сигнала, т.е. об уровне мешающих напряжений, которая далее используется для регулировки опорного сигнала.

Оптимизация приема может значительно повысить помехоустойчивость систем мобильной связи. Спектр сигнала ППРЧ состоит из суперпозиции спектров отдельных радиоимпульсов, сдвинутых по оси частот, поэтому на границах общей полосы этот суммарный спектр обладает всеми недостатками спектра радиоимпульсов, т.е. относительно медленным уменьшением интенсивности. При жестком ограничении полосы тракта это может привести к тому, что на крайних частотах энергия отдельных радиоимпульсов станет меньше, чем на центральных.

Для устранения этого недостатка можно формировать ППРЧ на основе принципов, лежащих в основе частотной модуляции с минимальным сдвигом. Если радиоимпульсы в группах крайних частот будут сформированы без разрыва фазы, то спад энергии сигналов на краях полосы будет выражен сильнее и энергетические потери снизятся.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003.-1104с.
2. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов.- М.: Сов. радио, 1978 - 304с.
3. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Связь, 1969. – 376с.
4. Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи.- М.: Связь, 1979.-96с.
5. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. - 208с.
6. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканов С.П. Оценка помехоустойчивости устройств комбинирования разнесенных сигналов // Электросвязь, №2, 1980. – С.7-10.
7. Полушин П.А. Помехоустойчивость устройств комбинирования сигналов в условиях 4-х параметрического распределения замирания амплитуды сигнала // Межвузовский сб. научн. трудов “Повышение эффективности и надежности РЭС” – Л., ЛЭТИ, 1978, вып.8 – С.10-15.
8. Полушин П.А., Самойлов А.Г., Тараканов С.П. Эффективность устройств комбинирования сигналов для наихудших условий распространения при тропосферной радиосвязи. Межвузовский сб. науч. трудов “Повышение эффективности и надежности РЭС” – Л., ЛЭТИ, 1979, вып.9 – С.68-71.

POSSIBILITIES OF OPTIMIZATION OF RADIO SIGNALS RECEPTION IN SYSTEMS WITH FREQUENCY HOPPING SPREAD SPECTRUM

Zelenov D., Polushin P., Samoilov A.

The possibility of rise of noise stability of mobil radio communication systems at the expense of application of additional processing of received signals in systems with frequency hopping spread spectrum is considered. At the offered processing the amplitude of the receiver reference signal is regulated proportionally to the input amplitude. At the removal of frequency jumps in the receiver in this case the algorithm of optimal addition is realized and the probability of break-up of link is minimized.

СИНТЕЗ, ЧАСТОТНЫЕ И ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Богачев В.М., Соломатин Д.А., Шалуха А.Н.

Московский энергетический институт (технический университет)

Полосно-пропускающие полиномиальные фильтры (ППФ) широко применяются в радиотехнике благодаря простоте реализации и возможности выбора степени затухания в полосах заграждения. Функция рабочего затухания фильтра $L = P_N(s^2)/s^{2J}$ имеет по s^2 полюсы порядка J в нуле, $M = N - J$ в бесконечности и при $J \neq M$ не может быть получена методами реактансного преобразования частоты. Цель работы – предложить простые алгоритмы синтеза и изучить частотные и переходные характеристики ППФ для общего случая $J \neq M$.

Синтез. Для решения задачи чебышевской аппроксимации применим представление характеристической функции на z -плоскости [1]

$$K(z = j\Phi) = C \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{1+z/d}{1-z/d} \right)^{J/2} \left(\frac{1+dz}{1-dz} \right)^{M/2}, \quad (1)$$

где переменные z и s связаны соотношением

$$z^2 = (s^2 + B)/(Bs^2 + 1), \quad B = d^2 = \omega_2/\omega_1. \quad (2)$$

Функция $L = 1 + K^2(\Phi)$ на отрезке $(0, \infty)$, соответствующем полосе пропускания (ω_1, ω_2) , имеет $N-1$ экстремумов с ординатами $1, 1+C^2$. Их абсциссы соответствуют нулям и экстремумам функции $K(\Phi)$ и определяются из уравнения $J \cdot \arctg(\Phi/d) + M \cdot \arctg(d\Phi) = k \cdot \pi/2, k < N$. Согласно (1), (2), L - четная рациональная функция $L(y) = (A_0 + A_1 y + \dots + A_N y^N)/(u^J v^M)$, где $y = \Phi^2, u = 1 + By, v = B + y$, а коэффициенты A_i , исходя из (1), можно найти аналитически. Однако проще задача решается методами интерполяции. На основе анализа функций чувствительности цепи было показано, что наилучшее по точности решение соответствует выбору узлов интерполяции на границах полосы $0, \infty$ и в экстремумах функции $L(y)$. Узел при $y = \infty$ можно исключить, определив A_N из соотношения $L(y \rightarrow \infty) = A_N/B^{2J} = 1 + C^2$, а остальные коэффициенты найти из представления полинома числителя в интерполяционной форме.

Чтобы определить $L = P_N(\omega^2)/\omega^{2J}$, достаточно выполнить преобразование, обратное (2), переводящее абсциссы узлов интерполяции $y_k = \Phi_k^2$ в соответствующие точки $\omega_k^2, k = 1, \dots, N-1$, и восстановить полином P_N по найденным узлам интерполяции.

При максимально плоской аппроксимации функция рабочего затухания на z -плоскости представима в форме [1]

$$L = 1 + B(y/y_0 - 1)^N / (u^J v^N),$$

где $y_0 = B^{2J/N-1}$ - точка наилучшего приближения. На s -плоскости y_0 переходит в точку $\omega_v^2 = (y_0 + B)/(By_0 + 1)$ и зависимость $L(\omega^2)$ принимает вид

$$L = 1 + C^2 q^J (\omega^2 - \omega_v^2)^N / \omega^{2J},$$

где параметр q выбирается из равенства $L(\omega_1) = L(\omega_2) = 1 + C^2$.

После решения задачи аппроксимации синтез рекомендуется проводить в такой последовательности: расчёт нулей и полюсов функции $|\rho^2| = 1 - 1/L$ на z -плоскости, перенос координат нулей и полюсов коэффициента отражения ρ_1 на s -плоскость, формирование функции входного иммитанса и расчёт элементов цепи на s -плоскости. В этом случае удачно сочетается повышенная точность вычислений на наиболее критичных этапах синтеза с простотой алгоритмов на s -плоскости. Из-за проблемы точности выполнение всех этапов синтеза на s -плоскости ограничено фильтрами невысокого порядка [1].

Частотные характеристики. Выбор типа фильтра (N, J) обычно определяется требованиями к затуханию в полосах заграждения: асимптотически $L(\omega^2)$ возрастает на $6J$ дБ/окт при $\omega \rightarrow 0$ и $6M$ дБ/окт при $\omega \rightarrow \infty$. Однако параметр J/N влияет также на асимметрию АЧХ в полосе пропускания (рис. 1).

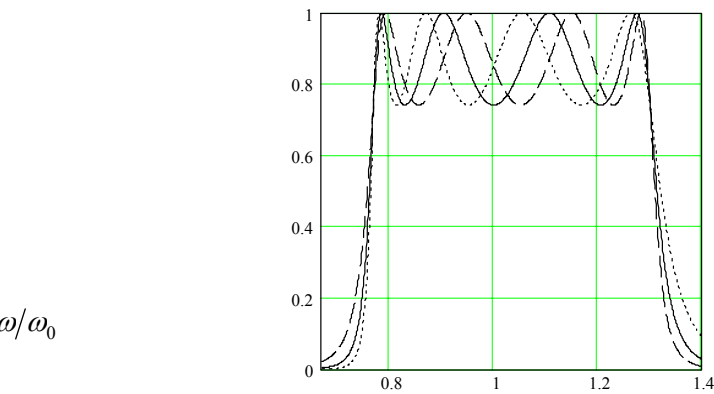


Рис. 1. Частотные характеристики коэффициента передачи $G_T = 1/L$ чебышевских фильтров: $N = 8$, $J = 1$ (---), $J = 4$ (—), $J = 7$ (.....).

Координата ω_v минимума $L(\omega^2)$, найденная при максимально плоской аппроксимации, практически совпадает с центральным экстремумом $L(\omega^2)$ при чебышевской аппроксимации (ошибка менее $< 10^{-4} \dots 10^{-3}$ при $B < 1,2 \dots 1,6$). Таким образом, для обоих типов аппроксимации можно ввести общий коэффициент асимметрии АЧХ $A_c = (\omega_v - \omega_c)/\Delta\omega$, где $\omega_c = (\omega_1 + \omega_2)/2$, $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ - средняя частота и полоса пропускания фильтра.

Величина A_c зависит от J/N и относительной полосы B , причём $|A_c| \approx 0$ (АЧХ близка к арифметически симметричной) при $J/N = 0,25$ и увеличивается с приближением J/N к граничным значениям 0 и 1 (табл. 1). Аналогичным образом изменяются фазочастотная характеристика и карта собственных частот фильтра на s -плоскости.

Таблица 1. Зависимость коэффициента A_c от параметров

$B \setminus J/N$	0	1/8	1/4	1/2	3/4	1
1,1	0,012	0,006	-0,000	-0,012	-0,012	-0,036
1,21	0,024	0,012	-0,000	-0,024	-0,047	-0,071
1,69	0,063	0,031	-0,001	-0,065	-0,127	-0,185

Переходные характеристики. Для расчёта переходных процессов применим метод укороченных операторных уравнений [2,3]. Следуя [3], представим коэффициент передачи фильтра $K(s) = K_0 s^J / D(s)$ в виде суммы простых дробей

$$K(s) = K_+(s) + K_-(s) = \sum_k \frac{A_k}{s - s_k} + \frac{A_{-k}}{s - s_{-k}},$$

где A_k , A_{-k} - вычеты в полюсах s_k и $s_{-k} = s_k^*$, $\text{Im}(s_k) > 0$, $A_{-k} = A_k^*$; $\sum_k = \sum_{k=1}^N$.

Оригиналом $K_+(s)$ является импульсная характеристика $g_+(t) = \text{Re} G_+(t) \exp j\omega_c t$ с комплексной огибающей

$$G_+(t) = \sum_k A_k e^{(s_k - j\omega_c)t}, \quad (3)$$

где ω_c - средняя частота полосы пропускания.

Реакцию на включение «единичного» гармонического сигнала $v(t) = \sigma(t) \text{Re} \exp j\omega_0 t$ представим в виде квазигармонического колебания $h(t) = \text{Re} H(t) \exp j\omega_0 t$ с комплексной огибающей $H = H_+(t) + H_-(t)$. Её составляющие равны

$$H_+ = K_+(j\omega_0) + \sum_k B_k e^{p_k t}, \quad H_- = K_-^*(j\omega_0) + \sum_k B_{-k}^* e^{p_k t},$$

где $p_k = s_k - j\omega_0$, $B_k = A_k/p_k$, $B_{-k}^* = A_k/(s_k + j\omega_0)$.

Дифференцируя по времени, с учётом (3) получаем: $dH_+/dt = G_+(t)$. Аналогичное уравнение впервые получено С.И. Евтяновым [2].

При резонансном воздействии $|\omega_k - \omega_0| \sim \delta$ решение $H_+(t)$ является основным, а $H_-(t) = \delta H_+(t)$ – поправкой к нему. Учитывая далее, что $B_{-k}^* \approx A_k/(2j\omega_c)$, приходим к соотношениям

$$2j\omega_c \cdot H_- = dH_+/dt = G_+(t). \quad (4)$$

Согласно (4), поправка к отклику пропорциональна производной dH_+/dt и достигает максимума в точке перегиба t_m на фронте импульса, т.е. там, где она наименее ощутима (рис. 2).

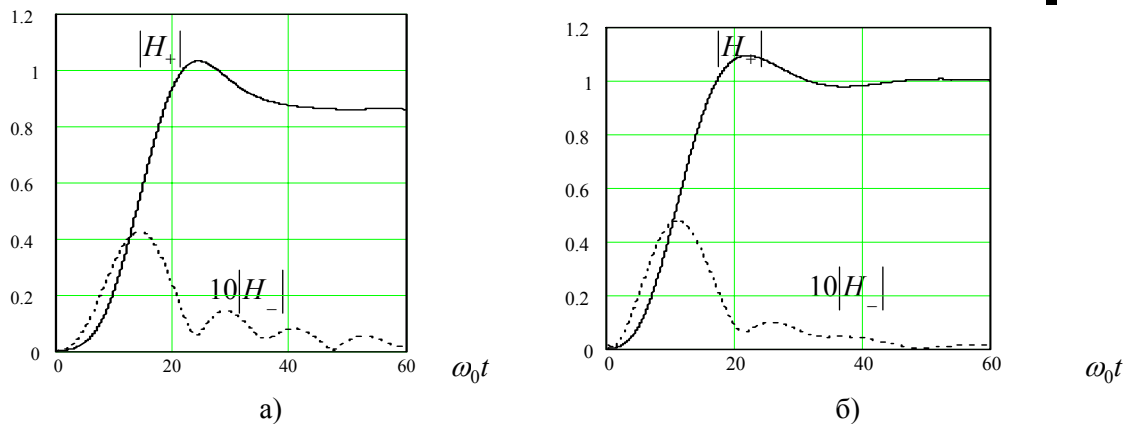


Рис. 2. Переходные характеристики при резонансном воздействии для чебышевской (а) и максимально плоской (б) аппроксимации: $N = 8$, $J = 4$.

В свою очередь, скорость изменения отклика dH_+/dt пропорциональна импульсной характеристике $G(t)$ и, следовательно, $|dH_+/dt|_{\max} = G_m$. Таким образом, по значениям G_m и t_m можно оценить максимальную ошибку решения и, более того, применив полигональную аппроксимацию импульса, найти основные параметры переходного процесса: время запаздывания, крутизну фронта и время нарастания сигнала до заданного уровня.

Зависимости G_m и t_m от порядка и относительной полосы фильтра с чебышевской АЧХ при резонансном воздействии можно проследить по данным табл. 2. Значения G_m и t_m практически не зависят от J (принято $J = N/2$). Близкие результаты получены для максимально плоской аппроксимации (см. рис. 2). Заметим, что $|H_-|_{\max} = G_m/2$.

Таблица 2. Зависимости G_m и t_m от порядка и относительной полосы фильтра

N	2		4		8		12	
B	1,21	1,69	1,21	1,69	1,21	1,69	1,21	1,69
t_m	0	0	14	5,2	42	15	67	23,4
G_m	0,14	0,41	0,04	0,10	0,03	0,07	0,02	0,07

Заключение. Предложены простые алгоритмы синтеза ППФ типа (N, J) , основанные на методах полиномиальной интерполяции. Изучена асимметрия частотных характеристик в полосе пропускания. Даны численные оценки параметров переходного процесса и точности решения.

Литература

1. Szentirmai G. Computer aids in filter design: a review.// IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT -18, 1971, p. 35 - 40.
2. Евтянов С.И. Переходные процессы в приёмно-усилительных схемах. – М.: Связьиздат, 1948, 210 с.

3. Богачев В.М. Метод укороченных операторных уравнений в теории линейных частотно избирательных цепей.// 57-я научн. Сессия РНТОРЭС им. А.С. Попова. Труды, т. 2. – М., 2002, с. 74-76.

POLYNOMIAL FILTERS SYNTHESIS AND THEIR FREQUENCY & TRANSIENT CHARACTERISTICS

Algorithms of polynomial band-pass filters synthesis based on polynomial interpolation methods considering requirements to the circuit elements calculation accuracy are offered. The frequency characteristic's asymmetry inside the bandwidth is studied. The numerical values of key transient process parameters depending on filter order and type (Chebyshev or Butterworth), as well as its bandwidth are given.

СИНТЕЗ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ С НАКЛОННЫМИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Богачев В.М., Демидов В.М., Шалуха А.Н

Московский энергетический институт (технический университет)

Полосно-пропускающие полиномиальные фильтры (ППФ) с наклонными частотными характеристиками находят широко применение для выравнивания АЧХ транзисторных усилителей, создания генераторов шума с заданными спектральными свойствами, коррекции затухания в кабельных линиях связи и решения других задач [1,2]. Ниже предложены простые алгоритмы синтеза фильтров, имеющих АЧХ с постоянным логарифмическим наклоном.

Равноволновая аппроксимация. Физически реализуемая функция рабочего затухания ППФ, содержащего $2N$ реактивных элементов, имеет вид

$$L = P_N(x)/x^J, \quad (1)$$

где $x = (\omega/\omega_0)^2$ – квадрат нормированной частоты, P_N – полином порядка N , J – порядок полюса в нуле. Подлежащая аппроксимации функция в полосе (x_1, x_2) имеет вид $L_H = A/x^\nu$ ($A > 1$, $|\nu| < 1,5$ – показатель наклона АЧХ). При равноволновой аппроксимации функция (1) плавно вписывается между граничными линиями L_H и $L'_H = (1 + C^2)L_H$, причем в точках x_1, x_2 пересекает верхнюю границу L'_H , а в точках x_i внутри полосы последовательно касается в $N-1$ точке линий L_H и L'_H . Эти условия приводят к системе $N+1$ линейных уравнений относительно коэффициентов полинома $P_N(x)$ и $N-1$ нелинейных уравнений относительно точек касания x_i . Полученная система обычно решается с помощью модифицированного второго алгоритма Ремеза [2]. Известны также приближенные способы аппроксимации [1].

В работе предложено "эвристическое" решение задачи равноволновой аппроксимации, основанное на преобразовании частоты [3,4]

$$z^2 = (s^2 + B)/(Bs^2 + 1) \quad (2)$$

и приближенном описании характеристической функции ППФ типа $[N, J, \nu]$,

$$K(z = j\Phi) = C \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{1+z/d}{1-z/d} \right)^{\frac{J-\nu}{2}} \left(\frac{1+dz}{1-dz} \right)^{\frac{M+\nu}{2}}, \quad (3)$$

где $M = N - J$, $B = d^2 = \omega_2/\omega_1$.

Уравнение (3) обобщает аппроксимацию, предложенную в [3] для плоских АЧХ ($\nu = 0$). В этом случае $K_F(z)$ – физически реализуема и на ее основе определяется функция $L_F = 1 + K_F^2$. Функция $K_\nu(z)$ физически нереализуема (если ν не целое), но правильно прогнозирует асимметрию $L(\Phi)$ внутри полосы, за-

висящую при $\nu = 0$ от параметра J/M [5]. Теперь таким параметром является отношение $(J - \nu)/(M + \nu)$.

Функции L и K связаны уравнением $L = 1 + K^2$, т.е. на z -плоскости, согласно (1),(2), L_ν - четная рациональная функция

$$L = P_N(y)/[(1 + By)^J (By + 1)^M], \quad y = \Phi^2. \quad (4)$$

Следуя методике [5], применим (3) для определения узлов интерполяции полинома $P_N(y)$, т.е. найдем абсциссы экстремумов и нули функции $K_\nu(\Phi)$:

$$(J - \nu) \cdot \arctg(\Phi/d) + (M + \nu) \cdot \arctg(d\Phi) = k \cdot \pi/2, \quad k < N. \quad (5)$$

Добавив к точкам $y_k = \Phi_k^2$ узлы на границах полосы пропускания $(0, \infty)$, получим $N + 1$ узел для определения $P_N(y)$ методами интерполяции. Узел при $y = \infty$ можно исключить, определив из (4) старший коэффициент $A_N = L_H(x_1)B^J$. Остальные коэффициенты найдем обычным образом, представив $P_N(y)$ в форме интерполяционного полинома Ньютона.

Чтобы определить $L(x)$ в виде (1), достаточно выполнить преобразование $x = (y + B)/(By + 1)$, переводящее абсциссы узлов интерполяции y_k в соответствующие точки x_k , и восстановить полином $P_N(y)$ по найденным узлам интерполяции.

Численные эксперименты показали, что найденные из (5) узлы интерполяции с машинной точностью удовлетворяют системе $2N$ уравнений, к которым приводит задача равноволновой аппроксимации. Решение не зависит от степени неравномерности АЧХ в полосе (ω_1, ω_2) и является общим для фильтров типа $[N, J, \nu]$ при заданной относительной полосе пропускания $B = \omega_2/\omega_1$.

Максимально гладкая аппроксимация. Максимально гладким называется приближение, при котором достигается равенство аппроксимирующей и аппроксимируемой функций и максимально возможного числа их производных в некоторой точке x_ν полосы пропускания. Кроме того, должны быть выполнены граничные условия: $L(x_t) = (1 + C^2)L_H(x_t)$, $t = 1, 2$.

Первая группа условий эквивалентна замене полинома P_{N-1} частичной суммой ряда Тейлора для функции $g = L_H(x)x^J$ в окрестности точки x_ν :

$$P_{N-1} = (a_0 + a_1(x - x_\nu) + \dots + a_{N-1}(x - x_\nu)^{N-1})/(N-1)!, \quad (6)$$

где $a_k = d^k g/dx^k$ при $x = x_\nu$, $k < N$.

Старший коэффициент a_N и точку x_ν можно найти из граничных условий

$$P_{N-1}(x_1, x_\nu) + A_N x_1^N = g(x_1), \quad (7a)$$

$$P_{N-1}(x_2, x_\nu) + A_N x_2^N = g(x_2) \quad (7b)$$

Исключив коэффициент a_N , приходим к трансцендентному уравнению для определения x_ν :

$$x_2^N P_{N-1}(x_\nu, x_1) - x_1^N P_{N-1}(x_\nu, x_2) = g_1 x_2^N - g_2 x_1^N,$$

где $g_t = g(x_t)$, $t = 1, 2$.

В заключение находим a_N из любого из граничных условий (7).

Предложенное решение является общим для достаточно гладких функций $L_H(x)$ на s -плоскости. Аналогично можно найти общее решение для максимально гладкой аппроксимации на z -плоскости.

Решение заметно упрощается, если точка наилучшего приближения x_ν известна априори. Покажем, как найти x_ν в частном случае АЧХ с постоянным логарифмическим наклоном. Рассмотрим, как и ранее, обобщенное уравнение для функции рабочего затухания на z -плоскости:

$$L_\nu = 1 + \frac{C^2 (y/y_0 - 1)^N}{(y + B)^{J-\nu} (By + 1)^{M+\nu}}, \quad (8)$$

где $y_0 = B^{2(J-\nu)/N-1}$ – точка наилучшего приближения. Уравнение (8) при $\nu = 0$ предложено в [3] и определяет в этом случае цепь с максимально плоской АЧХ. Если ν – нецелое, функция (8) физически не реализуема, но найденное из нее значение y_0 с высокой точностью определяет искомую координату в интересующей нас области параметров $|\nu| < 1,5$, $B < 2$.

На s-плоскости y_0 переходит в точку $x_\nu = (y_0 + B)/(By_0 + 1)$ и зависимость $L(x)$ принимает вид:

$$L = A(P_{N-1}(x) + a_N x^N)/x^J.$$

Здесь, согласно (6), P_{N-1} – частичная сумма ряда Тейлора для функции $x^{J-\nu}$ в точке x_ν , а коэффициент a_N определяется из равенства $L(x_t) = L'_H(x_t)$ на нижней или верхней границе полосы. Коэффициент A выбирается из условия физической реализуемости функции рабочего затухания: $L_{\min} > 1$.

Заметим, что уравнения для определения коэффициентов a_k эквивалентны восстановлению полинома $P_N(x)$ методами интерполяции по его значениям в узлах x_1, x_ν, x_2 (считается, что узел x_ν имеет кратность $N-1$).

Алгоритмы синтеза. Предложенные способы аппроксимации АЧХ с постоянным логарифмическим наклоном существенно упрощают алгоритмы аппроксимации и, более того, радикально решают проблему надежности и точности вычислений (в сравнении с модификациями второго алгоритма Ремеза). Проблема является ключевой при синтезе фильтров высоких порядков и усугубляется по мере сужения полосы пропускания. В этом случае обычно рекомендуется все расчеты выполнять на z-плоскости [3,4]. Наши исследования показали, что наиболее критичны к точности вычислений этапы аппроксимации и выделения нулей и полюсов квадрата коэффициента отражения $\rho^2 = 1 - 1/L$. На остальных этапах вычисления на s-плоскости с применением обычного или интерполяционного представления полиномов [6] практически не уступают по точности операциям на z-плоскости.

В связи с этим рекомендуется следующий порядок синтеза: аппроксимация и расчет нулей и полюсов ρ^2 на z-плоскости, перенос координат нулей и полюсов ρ_1 на s-плоскость, формирование функции входного иммитанса и расчет элементов цепи на s-плоскости. При этом удачно сочетаются надежность и точность вычислений на z-плоскости с простотой алгоритмов на s-плоскости.

Предложенный алгоритм равноволновой аппроксимации АЧХ с постоянным логарифмическим наклоном реализован в новой версии программы FILTER [2,7].

Программа предназначена для синтеза цепей связи и фильтров типа $[N, J, \nu]$ при $N \leq 6$, $J = 1, 2, \dots, N-1$, $|\nu| \leq 1,5$ (цепь содержит $2N$ реактивных элементов). Применение алгоритма, взамен второго алгоритма Ремеза [2], повысило надежность работы программы и при выполнении всех этапов синтеза на s-плоскости обеспечивает погрешность расчета элементов не хуже 10^{-3} при $\Delta\omega/\omega > 0,02 N/6$. В программе применен новый алгоритм выбора структур, реализующий двустороннюю абсорбцию нагрузок первого порядка и трансформацию конечного импеданса.

Заключение. Предложены алгоритмы синтеза полосно-пропускающих фильтров, имеющих АЧХ с постоянным логарифмическим наклоном. Решения основаны на полиномиальной аппроксимации физически нереализуемых "характеристических" функций и отличаются простотой и надежностью. Алгоритм равноволновой аппроксимации реализован в новой версии программы FILTER.

Литература

1. Mellor D.J, Linvill J.G. Synthesis of interstage networks of prescribed gain versus frequency slopes// IEEE Trans., vol. MTT-23, 1975, No. 12, p. 1013-1020.
2. Демидов В.М., Корчажкина О.М. Проектирование широкополосных согласующе-трансформирующих цепей с помощью ЭВМ. - М.: МЭИ, 1982. -100 с.
3. Szentirmai G. Computer aids in filter design// IEEE Trans., vol. CT-18, No.1, p.35-40, 1971.
4. Современная теория фильтров и их проектирование. Под ред. Г. Темеша и С. Митра.- М.: Мир, 1977.- 560 с.
5. Богачев В.М., Соломатин Д.А., Шалуха А.Н. Синтез, частотные и переходные характеристики полиномиальных фильтров// 60-я научн. сессия РНТОРЭС им. А.С. Попова. Труды, т.2. - М.: 2005.
6. Богачев В.М., Шалуха А.Н. Синтез фильтров с заданной формой АЧХ методом интерполяционных полиномов//59-я научн. Сессия РНТОРЭС им. А.С. Попова. Труды, т.2. - М.: 2004, с. 90 - 93.

7. Комплекс программ схемотехнического проектирования радиоэлектронных устройств. Богачев В.М., Демидов В.М., Мишустин Б.А. и др. // Радиотехника, 1989, № 6, с. 85 - 87.

SYNTHESIS OF POLYNOMIAL FILTERS WITH INCLINED FREQUENCY CHARACTERISTIC

Algorithms of band-pass filters with constant logarithmic frequency slope are offered. The solutions are based on polynomial interpolation of physically unrealizable characteristic functions being remarkable for simplicity and reliability. Equal rippled approximation algorithm is included in modified version of FILTER software.

О ВЫБОРЕ ПОРОЖДАЮЩЕГО РЕШЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧЕРЕЗ УЗЛЫ ОБРАБОТКИ

Остапенков П.С., Смольский С.М.

Московский энергетический институт (технический университет)

Частотно-модулированные (ЧМ) сигналы находят широчайшее применение в радиолокации, связи, радиовещании, радиоизмерениях и т.д. Анализ ЧМ систем посвящено очень много серьезной научной литературы, включая монографии и учебники, подготовленные высококвалифицированными специалистами [1-5]. Серьезное внимание привлечено к анализу систем ближней радиолокации (СБРЛ) [6], работающих в режиме непрерывного излучения ЧМ сигналов [7]. Такие системы часто требуют очень высокого быстродействия, особенно при очень близком взаимодействии. Особенно актуальны при этом вопросы формирования и обработки ЧМ сигналов при автодинном построении локатора, т.е. при использовании универсального приема-передающего узла (автодина), служащего для формирования зондирующего и первичной обработки отраженного СВЧ сигнала.

Принципиальная необходимость временного анализа режимов прохождения ЧМ сигнала через автодинный узел потребовала некоторого пересмотра начального этапа исследования и уточнения задания порождающего решения уравнения ЧМ генератора. Обычно при анализе систем обработки ЧМ сигналов его форму принято задавать в виде [1-4]:

$$u(t) = U_0 \sin[\omega_0 t + \omega_0 \varepsilon \int \gamma(t) dt + \varphi_0], \quad (1)$$

где U_0 – начальная амплитуда ЧМ сигнала, не зависящая от времени (именно в этом и заключается первоначальная предпосылка прежних работ); ω_0 – опорная частота сигнала, не зависящая от времени; ε – безразмерный коэффициент частотной модуляции, равный нормированной девиации частоты: $\varepsilon = \Delta\omega / \omega_0$; $\gamma(t)$ – безразмерная периодическая функция времени, определяющая закон модуляции частоты, на которую обычно накладывают предположения о ее медленности и небольшой величине $\gamma < 1$; φ_0 – начальная фаза колебания. Напомним, что мгновенная частота $\omega(t)$ сигнала (1) определяется, как всегда, производной от полной фазы:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega\gamma(t). \quad (2)$$

Именно эта форма (1) ЧМ сигнала используется очень многими специалистами, прорабатывающими вопросы прохождения ЧМ сигналов через каскады радиоприемников. Специалисты же по узлам обработки ЧМ СБРЛ прекрасно знают, что одной из серьезных проблем при разработке локационного приемника является возникновение паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) излучаемого и гетеродинного сигналов, которой в (1) не учитывается.

Специалисты же по формированию ЧМ сигналов уже давно обратили внимание (см., например, [9]) на то обстоятельство, что анализ классической системы ЧМ генератора и даже простого колебательного контура, модулируемого по частоте, скажем, варикапом, дает и точное и приближенное решение для результирующего сигнала не в виде (1), а в виде ЧМ-АМ сигнала, причем относительная глубина полезной формируемой ЧМ не намного больше глубины ПАМ. Иначе говоря, при учете реальной структуры ЧМ сигнала нельзя утверждать, как это часто принято делать в приемной технике, что ПАМ сигнала имеет более высокий порядок малости по отношению к изменению частоты и ее с самого начала можно отбросить [1-4]. Та-

ким образом, более тонкий анализ прохождения быстрого ЧМ сигнала через радиосцепы должен предполагать другую форму исходного сигнала, что и обсуждается в настоящей работе.

Поставим задачу подобрать форму порождающего решения для задачи формирования ЧМ сигнала обычными средствами. Рассмотрим для упрощения и выявления принципиальных моментов параллельный колебательный контур без потерь, который примем порождающей системой для реального ЧМ генератора (автодина). Принципиальная электрическая схема такого контура представлена на рис. 1 (на схеме АЭ - активный элемент.)

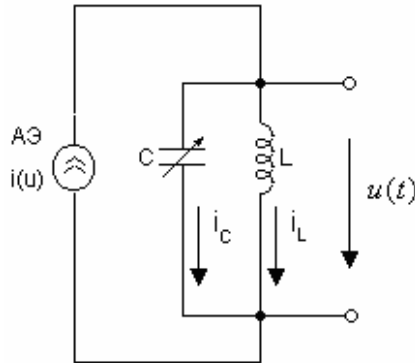


Рис.1. Схема параллельного консервативного LC-контура с переменной емкостью и активным двухполюсником.

Будем считать, что частотная модуляция осуществляется изменением емкости контура по некоторому закону

$$C(t) = C_0 \alpha(t), \quad (3)$$

где C_0 – начальное постоянное значение емкости, $\alpha(t)$ – закон изменения емкости от времени.

Здесь возникает один очень тонкий момент, отмеченный в наших предыдущих работах. Многие авторы, анализируя генераторы ЧМ колебаний, принимали в качестве исходной модель генератора с варикапом, на который подается медленное напряжение модуляции, меняющее емкость и, следовательно, частоты. Часто считается, что если в стандартном дифференциальном уравнении для напряжения в таком контуре заменить постоянную емкость контура на меняющуюся от времени, то полученное уравнение и даст порождающее решение для ЧМ сигнала. Ошибочность такого подхода отмечалась неявно Л.И. Мандельштамом, которые еще в 30-е годы прошлого века записывал исходное уравнение этой задачи – контура с переменной емкостью (или маятника с переменной точкой подвеса) – в виде уравнения для заряда (в механике для энергий), а не для напряжения. Именно такой путь, основанный на применении общего закона сохранения заряда в электрической схеме, является правильным для нашей постановки задачи.

Таким образом, будем с самого начала считать, что порождающим уравнением является простейшее уравнение относительно заряда $q(t)$ в консервативном контуре с варикапом:

$$\frac{d^2 q(t)}{dt^2} + \omega^2(t) q(t) = 0, \quad (4)$$

где $q(t)$ – переменный электрический заряд, накопленный в контуре, $\omega(t) = \frac{\omega_0}{\sqrt{\alpha(t)}}$ – мгновенная круговая частота модулированного контура. Этот тип уравнений носит имя Хилла (а в частном случае синусоидальной модуляции частоты – Матье), впервые исследовавшего его в связи с задачами небесной механики.

Если считать, что частота колебаний модулируется по чисто гармоническому закону, т.е.

$$\omega(t) = \omega_0 (1 + \varepsilon \cos \Omega t), \quad (5)$$

где, как обычно считаем $\varepsilon \ll 1$, а Ω – частота модуляции. Легко показать, что для получения модуляции частоты по закону (5) необходимо менять емкость по закону

$$C(t) = C_0 (1 - 2\varepsilon \cos \Omega t) \quad (6)$$

В предположении малости ε достаточно точным решением порождающего уравнения (4) для синусоидальной ЧМ является ЧМ сигнал заряда $q(t)$, определяемый приближенным (с учетом только членов с ε в первой степени) выражением:

$$q(t) = Q_0 \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cos \Omega t\right) \sin[\omega_0 t + \omega_0 \varepsilon \int \gamma(t) dt + \varphi_0] \quad (7)$$

где Q_0 – начальная амплитуда заряда.

Сравнивая полученное выражение для порождающего решения с формулой (1), видим, что даже при малых девиация частоты реальный ЧМ сигнал не может быть представлен в форме (1), а в нем принципиально учитывать сигнал ПАМ, коэффициент которой имеет тот же порядок, что и для ЧМ. Более того, имеется еще одна тонкость, связанная с тем, что уточненное порождающее решение (7) записано относительно заряда. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Чтобы найти из (7) выражение порождающего решения для напряжения, вспомним, что заряд определяется через напряжение на емкости (на параллельном контуре) формулой:

$$q(t) = u(t)C(t). \quad (8)$$

Тогда получаем для сигнала напряжения на емкости $U(t)$ следующее приближенное (до членов первого порядка по ε) выражение:

$$u(t) = \frac{Q_0 \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cos \Omega t\right)}{C_0 \left(1 - 2\varepsilon \cos \Omega t\right)} \sin[\omega_0 t + \omega_0 \varepsilon \int \gamma(t) dt + \varphi_0] \approx U_0 \left(1 + \frac{3}{2} \varepsilon \cos \Omega t\right) \sin[\omega_0 t + \omega_0 \varepsilon \int \gamma(t) dt + \varphi_0], \quad (9)$$

где $U_0 = \frac{Q_0}{C_0}$ – постоянная во времени начальная амплитуда ЧМ-АМ сигнала. Напомним, что здесь и далее надо учитывая в преобразованиях члены только нулевого и первого порядка по ε и члены только нулевого и первого порядка по $\frac{\Omega}{\omega_0}$.

Сравнение выражений (7) и (9) показывает, что использование уравнения типа (4) для сигнала **напряжения** (иными словами, пренебрежение в дифференциальном уравнении членами с производными от переменной емкости) вместо сигнала **заряда** привело к ошибкам анализа ЧМ систем: неверному определению коэффициента модуляции амплитуды (заниженному в три раза!) и фазы огибающей амплитуды (сдвинутой на 180°).

Итак, при анализе прохождения ЧМ сигналов через каскады радиоприемного устройства нужно при необходимости анализировать временные решения дифференциальных уравнений каскадов представлять принятый порождающий сигнал в виде (9), т.е. в виде сигнала с комбинированной частотной и амплитудной модуляцией.

Представленные в работе подходы и методы дают возможность уточнить общую теорию расчёта, которая используется при анализе и синтезе ЧМ РЛС ближнего действия с непрерывным излучением. Подойти к более точному пониманию процессов появления и количественной оценки, одного из наиболее важных параметров, оказывающего влияние на характеристики систем ближнего действия с ЧМ, вопросу оценки ПАМ.

Литература

1. Артым А.Д. Теория и методы частотной модуляции. М.: ГЭИ, 1961 г.
2. Зенькович А.В. Искажения частотно-модулированных колебаний. М.: Сов. Радио, 1974 г.
3. Гоноровский И.С. Радиосигналы и переходные явления в радиопежах. М.: Связьиздат, 1954 г.
4. Виницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий приём. М.: Сов. Радио, 1969 г.
5. Вакман Д.Е. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. М.: Сов. Радио, 1962 г.
6. Коган И.М. Ближняя радиолокация (Теоретические основы). М.: Сов. Радио. 1973.
7. I.V. Komarov, S.M. Smolskiy, Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003 y.
8. С.Д. Воторопин, И.В. Комаров, П.С. Остапенков, В.И. Плещеев, Н.Н. Савков, С.М. Смольский, А.А. Трофилеев, М.И. Чельдиев. Перспективные миллиметровые автодинные ЧМ-локаторы с непрерывным излучением для задач обнаружения, измерения и управления. // "Информационно-телекоммуникационные технологии". Всерос. науч.-тех. конф.: Тез. Докл. М.: Изд. МЭИ, 2004 г.
9. Лаут Л.Н., Смольский С.М. Перестраиваемый по частоте автогенератор со стабильной амплитудой, "Радиотехника". Т.37. № 6. 1982 г.

ABOUT THE GENERATING SOLUTION CHOICE AT THE ANALYSIS OF THE FREQUENCY MODULATED SIGNAL PASSAGE THROUGH PROCESSING UNITS

Ostapenkov P., Smolskiy S.

In the present report the fundamental question of a generating solution choice for FM systems is considered. It represents a special interest for the analysis of short-range radar systems with the continuous wave FM signal. It is shown, that usually accepted form of the generating solution is wrong and can result in mistakes, especially at research of dynamic processes and parasitic peak modulation. It is found out, that to examine majority of FM systems it is necessary to represent a basic signal as FM-AM oscillation.

ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ИМПУЛЬСНЫХ И ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ С ОПЕРАТОРНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ ПЕРЕДАЧИ ВТОРОГО ПОРЯДКА В ОБЛАСТИ МАЛЫХ ВРЕМЕН (ВЕРХНИХ ЧАСТОТ)

Королев В.А.¹, Теряев Б.Г.²

¹Московский инженерно-физический институт,

²Московский институт радиотехники, электроники и автоматики

Операторный коэффициент передачи (усиления) по напряжению линейного устройства в области малых времен (верхних частот) имеет вид:

$$K_u(p) = K_u \frac{1 + a_1 p}{1 + b_1 p + b_2 p^2},$$

где p - оператор Лапласа-Карсона, K_u -коэффициент передачи по напряжению в области средних частот (средних интервалов времени)[1]. Вводя новый оператор $s = p\sqrt{b_2}$, получим новую нормированную передаточную функцию

$$H(s) = \frac{1 + g_1 s}{1 + d_1 s + s^2},$$

где $d_1 = b_1 / \sqrt{b_2}$, $g_1 = a_1 / \sqrt{b_2}$ -безразмерные коэффициенты, при этом вместо круговой частоты ω имеем безразмерную круговую частоту $\Omega = \omega\sqrt{b_2}$, а вместо времени t -безразмерное время $\theta = t / \sqrt{b_2}$. В устройствах с коэффициентом передачи второго порядка АЧХ могут быть либо монотонные, либо с единственным максимумом на частоте Ω_δ с превышением над уровнем единица, которое называется неравномерностью АЧХ $\delta = |\dot{H}(\Omega_\delta)| - 1$. Переходные характеристики (ПХ) могут быть либо монотонными, либо с единственным выбросом или с бесчисленным количеством затухающих выбросов.

Аналитические выражения для частотного анализа

$$\dot{H} = H(j\Omega) = \frac{1 + g_1(j\Omega)}{1 + d_1(j\Omega) + (j\Omega)^2} \quad \left| \dot{H} \right|^2 = \frac{1 + (g_1 \Omega)^2}{(1 - \Omega^2)^2 + (d_1 \Omega)^2}$$

$$\varphi(\Omega) = \arg \dot{H} = \begin{cases} \arctg(g_1 \Omega) - \arctg \frac{d_1 \Omega}{1 - \Omega^2} \text{ при } \Omega < 1; \\ \arctg g_1 - p / 2 \quad \text{при } \Omega = 1; \\ \arctg(g_1 \Omega) - \arctg \frac{d_1 \Omega}{\Omega^2 - 1} - p \text{ при } \Omega > 1 \end{cases}$$

- комплексный коэффициент передачи, квадрат частотной характеристики, фазочастотная характеристика.

Из последних выражений можно получить соотношение для определения верхней граничной частоты (по уровню $1/\sqrt{2}$).

$$\Omega_k = \sqrt{\frac{2 + 2g_1^2 - d_1^2 + \sqrt{(2 + 2g_1^2 - d_1^2)^2 + 4}}{2}}. \text{ Условие монотонности АЧХ}(\delta=0): d_1 \geq \sqrt{2 + g_1^2}. \text{ - На гра-}$$

нице монотонности: $\Omega_B = ((g_1^2 + \sqrt{g_1^4 + 4})/2)^{1/2}$. В частности, при $g_1=0$, $d_1=\sqrt{2}$ получается АЧХ Баттерворта,

которая часто применяется при синтезе активных фильтров. Если $d_1 < \sqrt{2 + g_1^2}$, то в АЧХ имеется единственный экстремум (максимум) на частоте

$$\Omega_\delta = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + g_1^2(2 + g_1^2 - d_1^2)}}}{g_1}. \text{ Если } g_1=0 \text{ получаем: } \Omega_\delta = (2 - d_1^2)/2, \text{ при этом неравномерность АЧХ:}$$

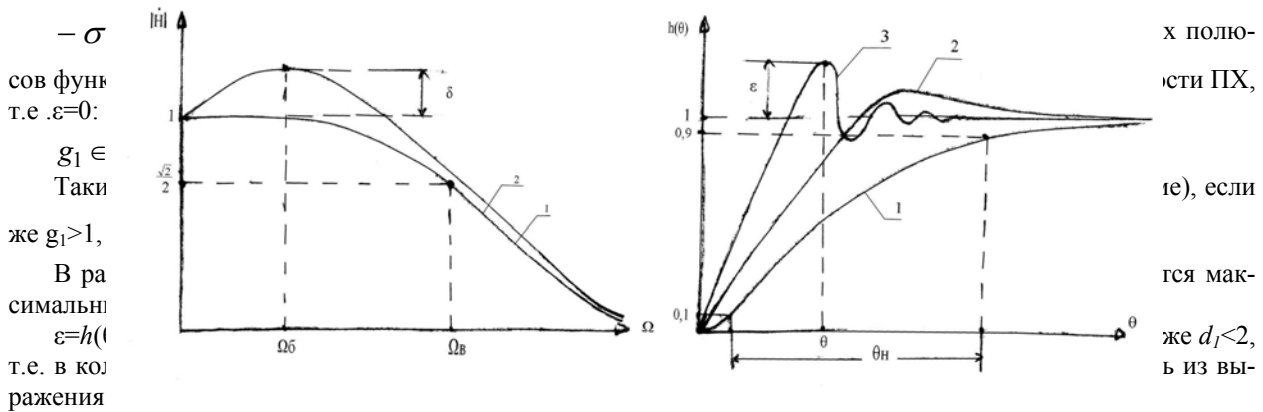
$$\delta = \sqrt{\frac{1 + g_1^2 \Omega_\delta^2}{\Omega_\delta^2 + (d_1^2 - 2)\Omega_\delta^2 + 1}} - 1.$$

С целью облегчения расчетов в докладе даны графики зависимости Ω_δ и δ в функции параметров (d_1, g_1) . Аналитические выражения при временном анализе

Переходная характеристика:

$$h(u) = \begin{cases} 1 + \frac{g_1 S_1 + 1}{S_1 \sqrt{d_1^2 - 4}} e^{S_1 u} - \frac{g_1 S_2 + 1}{S_2 \sqrt{d_1^2 - 4}} e^{S_2 u} & \text{при } d_1 > 2 \text{ (апериодический режим);} \\ 1 - e^{-u} (1 - u(g_1 - 1)) & \text{при } d_1 = 2 \text{ (критический режим);} \\ 1 - \frac{1}{\Omega} e^{-\gamma u} (\sin(\Omega u + \phi) - g_1 \sin(\Omega \theta)) & \text{при } d_1 < 2 \text{ (колебательный режим),} \end{cases}$$

где $\varsigma = \frac{-d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4}}{2}$ и $\varsigma = \frac{-d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4}}{2}$ - вещественные полюсы функции передачи. при $d_1 > 2$:



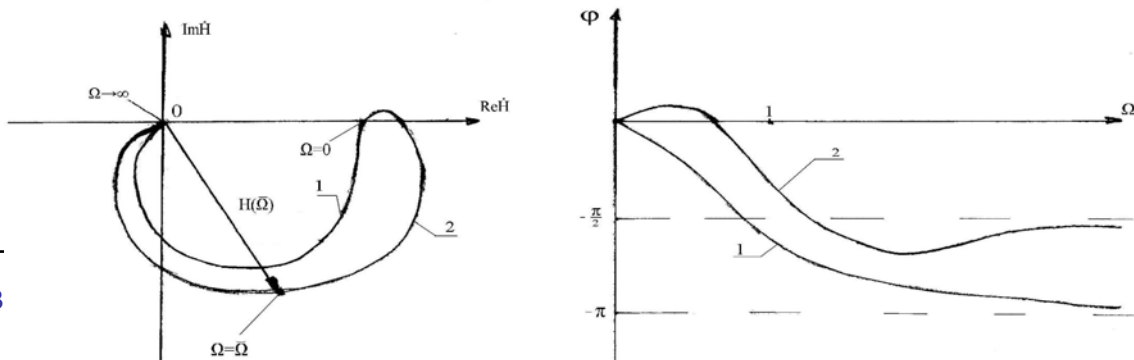
$$e = \exp\left(-\frac{p \cdot d_1}{\sqrt{4 - d_1^2}}\right)$$

а момент его достижения по формуле $\theta_c = p / \Omega$.

Переходная характеристика с одним выбросом при $g_1 \leq 1$ и, в частности, при $g_1=0$ не существует. При $d_1 \rightarrow 0, \omega_p \rightarrow 1, \sigma_p \rightarrow 0$ переходная характеристика

$$h(\theta) = 1 + \sqrt{g_1^2 + 1} \cdot \sin(\theta - \varphi), \quad \text{где } \varphi = \arcsin \frac{1}{\sqrt{g_1^2 + 1}}.$$

В этом случае переходный процесс является незатухающим гармоническим колебанием.



АЧХ и ПХ линейных устройств второго порядка

Аналитические выражения при временном анализе сложнее по сравнению с выражениями при частотном анализе. Особенно сложно вычислять время нарастания фронта θ_H , т.к. при этом необходимо решать трансцендентные уравнения, содержащие экспоненциальную функцию: $h(\theta)=0,1$ и $h(\theta)=0,9$. В этом случае приходится применять подходящие аппроксимации. Наиболее удобная из них - формула Элмора:

$$\theta_H \approx 2,2\sqrt{d_1^2 - g_1^2} - 2.$$

Однако последнее выражение применимо лишь при монотонных ПХ.

Для оценки длительности фронта θ_H при сравнительно небольших выбросах можно использовать выражение:

$$\theta_H \approx 1 + 0,25d_1 + 0,4d_1^2.$$

Однако последнее выражение применимо лишь при $g_1=0$. Упомянутые сложности вычислительного характера приводят к необходимости представлять результаты исследований в виде графиков зависимостей:

$\theta_H = f_1(d_1; g_1)$ и $\varepsilon = f_2(d_1; g_1)$ [2]. Такие графики позволяют значительно облегчить не только анализ, но и оптимизацию, а также параметрический синтез при выборе номиналов пассивных элементов, влияющих на линейные искажения сигналов в широкополосных и импульсных усилителях. Ниже приводятся несколько графиков таких функций, которые были получены в работе.

Литература

1. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. -М.: Советское радио, 1980.-423 с.
2. Говорухин В., Цибулин В. Компьютер в математическом исследовании. Учебный курс.-СПб.: Питер, 2001.-624 с. ил.

LINEAR DISTORTIONS IN PULSE AND WIDE-BAND AMPLIFIERS HAVING SECOND ORDER TRANSFER FUNCTIONS IN THE RANGE OF SMALL TIMES(HIGH FREQUENCIES)

Korolev V., Teryaev B.

Moscow Institute of Radiotechnics Electronics and Automatic (MIREA),
Moscow Engineering and Physics Institute (MEPhI)

There are given the equations and diagrams for calculating the transient time and upper cut-off frequency, the overshoot of the transient characteristics and the flatness of the frequency response of linear pulse and wide-band amplifiers, having second order transfer functions in the range of small times(high frequencies)

ДИАГНОСТИКА ГЛУБОКИХ УРОВНЕЙ В GAAS ПТШ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

Бобрешов А.М.¹, Малыш В.М.², Обрезан О.И.², Дыбой А.В.¹,
Китаев Ю.И.¹, Лисицын А.А.², Нестеренко Ю.Н.¹

¹Воронежский государственный университет, ²ФГУП «Исток»

1. Введение

Существует проблема перегрузки входных каскадов радиоприемников СВЧ импульсами радиочастоты. В наибольшей степени подвержены перегрузкам входные малошумящие усилители (МШУ), в частности, МШУ на арсенид-галлиевых полевых транзисторах с затвором Шотки (ПТШ). Как известно [1-3], последствиями входных перегрузок МШУ могут быть как катастрофические отказы ПТШ, так и деградация его параметров, приводящая к ухудшению функциональных свойств МШУ. В том числе на практике часто проявляются эффекты обратимой деградации ПТШ, заключающиеся в снижении коэффициента усиления и возрастании коэффициента шума под действием перегрузок с последующим восстановлением этих параметров до исходных значений после прекращения действия перегрузок. При этом транзисторы, оставаясь фактически неповрежденными, тем не менее не могут должным образом выполнять свои функции в течение какого-то времени. Время восстановления для ПТШ сильно зависит от типа транзистора, температуры и энергетических характеристик перегрузки. Это время может достигать в разных случаях сотен миллисекунд или нескольких секунд.

Типовым примером радиосистемы с критическим влиянием фактора обратимой деградации ПТШ является радар [1,4]: зондирующие импульсы передатчика, частично просачиваясь через защитное устройство,

перегружают ПТШ, так что в промежутках времени между импульсами МШУ и радиоприемник в целом не могут функционировать должным образом.

Главной причиной обратной деградации ПТШ признано действие ловушек с глубокими уровнями, существующими в полупроводниковой структуре. Решающая роль при этом отводится ловушкам в материале полуизолирующей подложки GaAs вблизи границы с активным слоем [1,2,5]. В связи с этим в рамках проблемы надежности ПТШ большое значение имеет диагностирование глубокоуровневых ловушек в выпускаемых транзисторах.

Предлагаемый метод диагностики ловушек основан на перезарядке (заполнении и последующем освобождении) глубоких уровней подложки при воздействии видеоимпульсов затвор-исток отрицательной полярности, абсолютная величина которых превышает напряжение отсечки. В основе механизма перезарядки глубоких уровней при этом лежит физический эффект, аналогичный эффекту обратного управления (*backgating*) [6,7]. По-видимому, данный эффект является также основной причиной обратной деградации ПТШ при СВЧ-перегрузках, так что предлагаемый метод диагностики ловушек по существу воспроизводит в режиме перегрузок видеоимпульсами явление обратной деградации ПТШ, наблюдаемое при СВЧ-перегрузках. Метод позволяет наблюдать деградацию тока стока ПТШ в результате воздействия видеоимпульсов и его релаксацию в промежутках между этими импульсами. Поскольку ток стока является универсальным показателем, связанным с деградацией основных функциональных параметров ПТШ, таких как коэффициент усиления и коэффициент шума [3], то использование метода позволяет оценивать влияние глубоких центров на качество функционирования ПТШ в условиях действия электроперегрузок, в том числе СВЧ-перегрузок.

Ниже рассматривается суть импульсного метода диагностики глубоких уровней ПТШ. При этом, в связи с ограниченностью объема данного сообщения, опущены проблемы его аппаратной реализации. Отметим лишь, что авторами проведена экспериментальная отработка метода и положения данной работы во многом основаны на результатах проведенных экспериментов.

2. Физический механизм перезарядки глубоких уровней подложки ПТШ под действием импульсов отрицательной полярности на затворе

Предполагается, что перезарядка глубоких уровней подложки под действием отрицательных видеоимпульсов затвор-исток связана с эффектом, по своей физической сути сходным с эффектом обратного управления. Известно [6,7], что эффект обратного управления заключается в изменении проводимости канала из-за изменения толщины зарядного слоя на границе раздела подложки и канала вследствие изменения потенциала между подложкой и каналом. Этот эффект связан с потенциальным барьером на границе раздела. Барьеру границы раздела канал/подложка соответствует объемный заряд: отрицательный со стороны подложки и положительный со стороны канала. Отрицательный заряд подложки связан с электронами, захваченными глубокоуровневыми ловушками в полуизолирующем GaAs, а положительный заряд со стороны канала p^+ образован ионизированными мелкими донорами в области, обедненной свободными носителями вследствие действия электрического поля барьера. Если к барьеру помимо встроенного потенциала приложено дополнительное напряжение, знак которого совпадает со знаком встроенного потенциала, барьер повышается, величина заряда на границе раздела канал/подложка возрастает вследствие захвата дополнительного количества носителей на глубокие уровни в объеме подложки, одновременно расширяется обедненная область со стороны канала. Если же дополнительное напряжение имеет противоположный знак, то проявляется обратный эффект понижения барьера и сужения области объемного заряда.

В рабочем режиме транзистора, когда напряжение на затворе не превышает напряжения отсечки, проводящий слой канала экранирует барьер границы раздела канал/подложка от действия напряжений затвор-исток и затвор-сток, так что в этом режиме имеется некоторая стационарная объемная конфигурация заряженных областей границы раздела, не зависящая от этих напряжений. Таким образом, в рабочем режиме напряжение на затворе не производит модуляции толщины зарядного слоя границы раздела, то есть напряжение на затворе не вызывает управления со стороны подложки.

При напряжении на затворе, превышающем по абсолютной величине напряжение отсечки, обедненная область в канале под затвором смыкается с обедненной областью барьера канал/подложка, в результате создаются условия, при которых электрическое поле, созданное напряжениями затвор-исток и затвор-сток, проникает в область барьера, как показано на рис.1а. Это приводит к проявлению тех же самых физических процессов, которые действуют при обратном управлении, с той особенностью, что источником дополнительной разницы потенциалов на барьере границы раздела является напряжение, приложенное к затвору. Как следует из рис.1а, на границе раздела должны существовать области, где дополнительная разность потенциалов имеет тот же знак, что и встроенный потенциал, и области, где знаки этих потенциалов противоположны. Знак дополнительного напряжения определяет направление модуляции толщины зарядного слоя.

Строго говоря, в состоянии отсечки говорить об обратном управлении не имеет смысла, поскольку при полностью перекрытом канале никакой модуляции проводимости не происходит. Однако, происходящая

модуляция зарядного слоя границы раздела имеет последствие, связанное с большим временем релаксации заполнения глубоких уровней подложки. В связи с этим при возврате напряжения на затворе из отсечки к рабочему значению деформация зарядных областей остается, как показано на рис.1б, и будет существовать некоторое время, постепенно уменьшаясь, так что конфигурация зарядных областей будет стремиться к своему равновесному состоянию, которое существовало до перехода в отсечку. В соответствии с этим будет вести себя проводимость канала, претерпевая деградацию вследствие действия импульса отсечки и постепенно релаксируя в промежутках между импульсами. Таким образом, обратное управление здесь проявляется в виде последствия импульса напряжения отсечки. Рассмотренный механизм, по-видимому, является основной причиной обратимой деградации ПТШ как при перегрузках видеоимпульсами, так и при СВЧ-перегрузках.

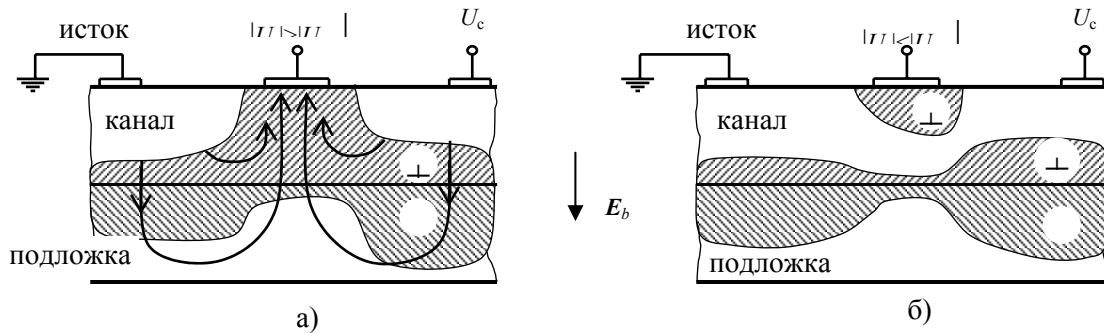


Рис.1. Объемный заряд и электрическое поле в ПТШ во время действия испытательного импульса (а) и сразу после его отключения (б); E_b – направление поля встроенного потенциала границы раздела канал/подложка.

Возвращаясь к рис.1б, отметим, что существенным фактором происходящих процессов является то, что увеличение заряда подложки в связи с повышением потенциального барьера происходит в результате захвата носителей глубокими ловушками, а уменьшение заряда подложки в зонах, где барьер понижается, – в результате освобождения зарядов. Поскольку обычно характерное время захвата много меньше времени релаксации заполнения глубоких уровней [8], при коротких импульсах отсечки деформация расширяющихся зарядных областей будет преобладать над деформацией сокращающихся зарядных областей границы раздела. Поэтому действие импульса отсечки приведет к результирующему уменьшению тока стока в промежутках между импульсами.

3. Метод диагностики глубоких уровней в ПТШ путем импульсного воздействия на затвор

Предлагаемый метод диагностики глубоких уровней подложки ПТШ заключается в воздействии на транзистор периодически следующими видеоимпульсами напряжения затвор-исток отрицательной полярности, абсолютная величина которых превышает напряжение отсечки, с последующим измерением параметров деградации тока стока в промежутках между импульсами.

После воздействия одиночного импульса, вследствие модуляции проводимости канала, связанной с деформацией области объемного заряда границы раздела канал/подложка во время действия импульса (рис.1б), ток стока будет иметь значение ниже, чем до импульсного воздействия. Очевидно, что падение тока стока тем больше, чем выше напряжение импульса и больше его продолжительность. При заданных параметрах испытательного импульса падение тока тем больше, чем выше концентрация незанятых глубоких уровней в подложке до воздействия импульсом. С течением времени после импульса происходит восстановление тока стока, в основе которого лежит физический процесс релаксации заполнения глубоких уровней подложки и связанное с ним восстановление равновесной геометрии зарядных областей границы раздела. По времени восстановления тока стока можно судить о времени релаксации заполнения глубоких уровней. Однако, применение одиночных импульсов для диагностики глубоких уровней имеет существенные недостатки, в число которых входит неудобство наблюдения, а также то, что для достижения заметного эффекта деградации пришлось бы использовать импульсы большой величины и длительности, что представляет опасность для транзистора.

Применение периодических импульсов малой длительности (в эксперименте – 0.5 мкс) позволяет использовать повышенные испытательные напряжения, а малая длительность импульсов компенсируется эффектом накопления воздействия в импульсной последовательности. Суть эффекта накопления иллюстрируется рис.2. При малой длительности импульсов на затворе полного заполнения глубоких уровней за время

действия одного импульса, по-видимому, не происходит. Поэтому после запуска импульсной последовательности каждый последующий импульс на затворе увеличивает число заполненных ловушек, так что от импульса к импульсу происходит накопление деградации тока. Через некоторое время устанавливается стационарное состояние, наблюдаемое в эксперименте и являющееся результатом динамического равновесия между процессами захвата носителей во время действия импульсов на затворе и их освобождения в промежутках между этими импульсами.

Накопление импульсного воздействия существенно усиливает эффект деградации тока стока по сравнению со случаем одиночного импульса. Так, величина ΔI_c в периодической последовательности импульсов может составить десятки процентов. Данная величина сильно зависит от периода следования испытательных импульсов T , что наглядно проявляется в эксперименте при наблюдении на экране осциллографа импульсов тока стока: при увеличении T величина импульсов возрастает, при уменьшении T – уменьшается, как показано на рис.2. При уменьшении T заполнение глубоких уровней приближается к эффекту, который имел бы место при воздействии постоянного напряжения в течение длительного времени, например, при воздействии длинного одиночного импульса.

Проведенное рассмотрение показывает, что по величине уменьшения тока стока при малых периодах следования импульсов можно судить о концентрации глубоких уровней в подложке ПТШ. По этому показателю можно сравнивать транзисторы, отбирая экземпляры с наименьшим количеством глубоких ловушек. Наблюдая ток стока при очень больших периодах T и постепенно уменьшая этот период, можно определить его значение, начиная с которого общий уровень тока начинает уменьшаться. Это значение периода соответствует времени релаксации заполнения глубоких уровней, по которому можно судить о продолжительности обратимой деградации ПТШ после электроперегрузок.

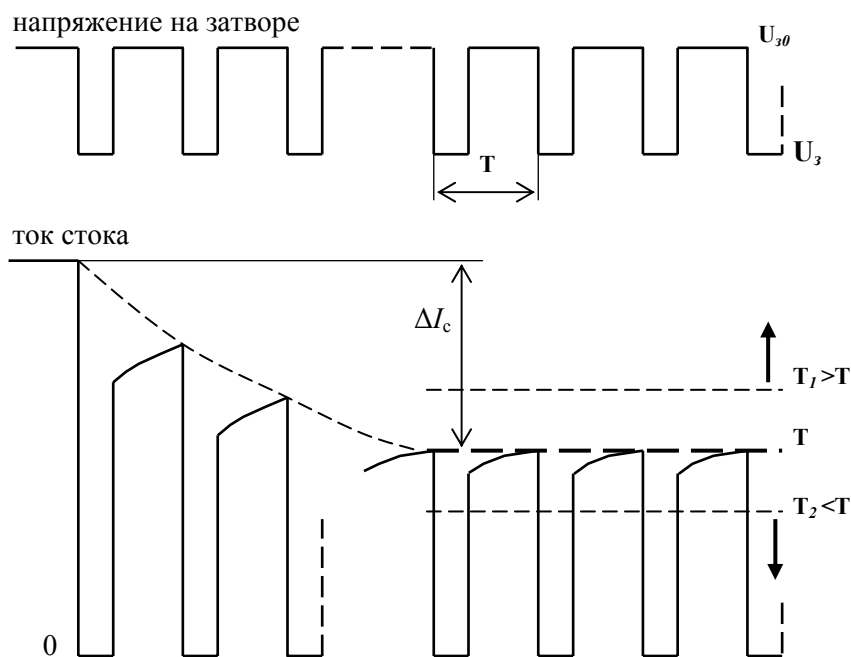


Рис. 2. Эффект накопления импульсного воздействия.

4. Заключение

Рассмотренный метод диагностики глубоких уровней ПТШ с помощью видеоимпульсов позволяет оценивать подверженность транзисторов обратной деградации под воздействием электроперегрузок, в частности перегрузок СВЧ. Метод позволяет прогнозировать глубину и продолжительность послеперегрузочной деградации, а также проводить отбор транзисторов для конкретных применений по заданным критериям. Использование техники видеоимпульсов позволяет существенно упростить аппаратуру и методики испытаний ПТШ по сравнению с СВЧ-методами испытаний.

Литература

1. Антипин В.В., Годовицын В.А., Громов Д.В. и др. Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы // Зарубежная радиоэлектроника, 1995. – №1. – С. 37-53.
2. Баранов И.А., Обрезан О.И., Ропий А.И. Стойкость твердотельных модулей СВЧ к кратковременным электроперегрузкам // Обзоры по электронной технике. Сер.1, СВЧ-техника. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1997. – 111с.
3. James D.S., Dormer L. A study of high power pulsed characteristics of lower-noise GaAs MESFET's. – IEEE Trans., 1981, – v. MTT-29. – N 12. – pp. 1298-1310.
4. Whalen J.J., Kemerley R.T., Rastefano E. X-band burnout characteristics of GaAs MESFET's. – IEEE Trans., 1982, – v. MTT-32. – N 12. – pp. 2206-2211.
5. W.T. Anderson, Simons M., King E.E., Dietrich H.B., Lambert R.J. Reduction of long-term transient radiation response in ion implanted GaAs FETs// IEEE Transactions on Nuclear Science, 1982, – v. NS-29. – N 6, pp. 1533-1538.
6. Линдквист П.Ф., Форд У.М. Полуизолирующие подложки из арсенида галлия // В кн.: Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ. / Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделуола. – М.: Радио и связь, 1988. – С. 7- 36.
7. Kocot C., Stolte C.A. Backgating in GaAs MESFET's // IEEE Transaction on electron device, 1982. – v. ED-29. – N 7. – pp. 1059-1064.
8. Берман Л.С., Лебедев А.А. Емкостная спектроскопия глубоких уровней. – Л.: Наука, 1981. – 176с.

THE DEEP LEVELS DIAGNOSTICS IN GAAS MESFETS WITH USING THE VIDEO DC PULSES

The method of deep levels diagnostics in GaAs MESFETs, based on the periodic DC pulses influence on transistor gate, was described. The physical mechanism of filling the deep substrate levels which similar to backgating effect was used. The current reduction on transistor drain and relaxations time between test pulses were measured. This method allows to estimate a value and length of the MESFET parameters degradation as an effect of the pulse overloads.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА МДП-ТРАНЗИСТОРАХ

Масленников В.В., Аунг Мин

Московский инженерно-физический институт (государственный университет)

В [1-3] показаны возможности и преимущества активных RC-фильтры на фазовращателях. Для реализации фазовращателей в полупроводниковых микросхемах наиболее приемлемой является МДП-технология, которую всё в большей степени используют при создании аналоговых микросхем. В [4] приведены схемы фазовращателей на основе усилительного каскада, имеющего два выхода. Схемы таких фазовращателей на МДП-транзисторах приведены на рис.1(а) и (б).

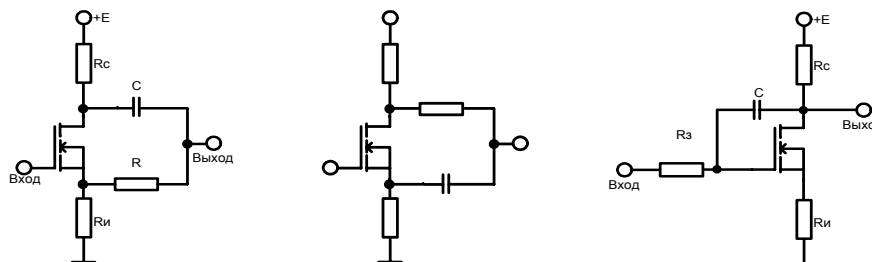


Рис. 1 Схемы фазовращателей на МДП-транзисторах.

При одинаковых коэффициентах усиления на стоке и истоке транзистора, передаточные функции фазовращателей $K_1(p) = \frac{K(1-p\phi)}{(1+p\phi)}$ (для схемы а), $K_1(p) = -\frac{K(1-p\tau)}{(1+p\tau)}$ (для схемы б), где K -коэффициент усиления и $\phi = RC$. Данные передаточные функции справедливы лишь при малых выходных сопротивлениях.

ниях усилителя со стороны стока и истока. Это является недостатком приведенных схем фазовращателей, ограничивающих область применения.

В [4] приведена схема фазовращателя, выполненного на полевом транзисторе с р-п-переходом, в которой влияние выходного сопротивления со стороны стока учитывается в передаточной функции. В докладе рассматривается возможность создания активных звеньев второго порядка, выполненных на таких фазовращателях с использованием МДП-транзисторов рис.1(в). Передаточная функция фазовращателя имеет вид:

$$K_1(p) = \frac{pCR_c - K}{1 + pC[(1+K)R_s + R_c]}, \text{ где } K = \frac{SR_c}{1 + SR_u},$$

где S -крутизна МДП-транзистора. При условии $R_c(1-K) = K(1+K)R_s$ передаточную функцию фазовращателя можно выразить формулой

$$K_1(p) = K(1 - p\phi)/(1 + p\phi), \text{ где } \phi = \frac{R_c C}{K} = [R_s(1+K) + R_c],$$

причем коэффициент усиления K схемы должен быть меньше 1. Достоинством схемы является то обстоятельство, что проходная емкость полевого транзистора не создает паразитного фазового сдвига. Схема активного звена на подобных фазовращателях с использованием МДП-транзисторов приведена на рис. 2.

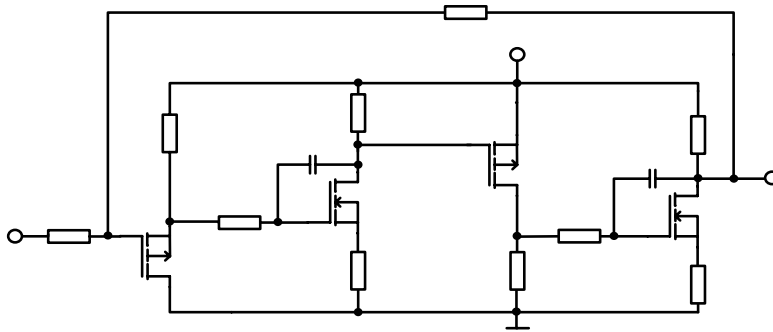


Рис.2 Схема активного звена второго порядка с фазовращателями на МДП-транзисторах.

Характеристическое уравнение передаточной функции описывается формулой:

$$[R_1 + R_2(1+K_0)] + 2p\tau[R_1 + R_2(1-K_0)] + p^2\tau^2[R_1 + R_2(1+K_0)] = 0.$$

При этом резонансная частота $f_p = \frac{1}{2\pi\tau}$, а добротность

$$Q = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}(1+K_0)}{2(1 + \frac{R_2}{R_1}(1-K_0))} \quad (1),$$

где $K_0 = K_1K_2K_3K_4$, K_1, K_2, K_3, K_4 -коэффициент усиления каждого из каскадов. При

моделировании использовались транзисторы Т1, Т2, Т4 с шириной канала $W=3\mu\text{м}$ и с длиной канала $L=1,2\mu\text{м}$, а транзистор Т3 с $W=110\mu\text{м}$ и $L=1,2\mu\text{м}$. Звено имеет добротность $Q=10$ при потребляемой мощности 9,15мВт, а максимальная резонансная частота $f_{\text{макс}}$ при изменении добротности на 20% составляет 5МГц.

В приведенной выше схеме используются резисторы, которые при изготовлении по интегральной технологии занимают большую площадь. Кроме того величины сопротивлений резисторов нельзя реализовать достаточно точно и они имеют большую температурную нестабильность. По этой причине предлагается реализовать линейные резисторы на МДП-транзисторах, величина которых может управляться напряжением. В [5] предложен способ реализации резистора на МДП-транзисторах, при этом эквивалентное сопротивление равно $R_{\text{эк}} = \frac{1}{[\kappa(U_g - 2U_n)]}$ (2), где $K = K' \frac{W}{L}$ и K' - коэффициент проводимости транзистора,

U_g -напряжение затвор-исток и U_n - пороговое напряжение МДП-транзистора. На рис.3 приведена схема активного звена второго порядка с подобными резисторами. Транзисторы Т5 и Т6 представляют резистор R_1 , транзисторы Т7 и Т8 представляют резистор R_2 (см. рис.2). Из (1) и (2) получим $\frac{R_2}{R_1} = \frac{2(U_{g1} - 2U_n)}{7(U_{g2} - 2U_n)}$.

При расчетах $K_0=4,5$ и при условии $U_{g1} \approx U_{g2}$, R_2/R_1 будет равно $\frac{2}{7}$. Отсюда $Q \approx \frac{U_2}{U_2 - U_1}$, где

$U'_2 = U_2 - 2,3$ (U_1 и U_2 приведены на рис.3). С использованием SPICE-моделей было проведено моделирование работы звена, в котором все резисторы выполнены по МДП-технологии с проектной нормой 1,2 микрон [6], а все подложки МДП-резисторов для сохранения их линейности соединены с отрицательным питанием -5В.

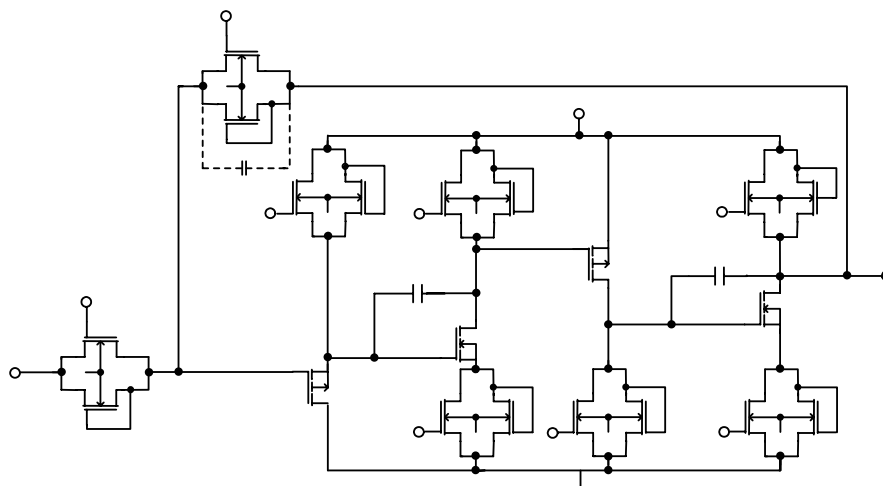


Рис.3 Схема активного звена второго порядка с МДП-резисторами.

На рис.4 приведена зависимость добротности от резонансной частоты схемы, полученная при моделировании. Добротность звена на низких частотах равна 10, при этом потребляемая мощность составляла 9,7мВт. Максимальная резонансная частота звена $f_{\text{рmax}}$ при изменении добротности на 20% составляет 5МГц (график-1). При введении корректирующей емкости 1,6пФ, шунтирующей резистор $R2$, $f_{\text{рmax}}$ увеличивается до 12,5 МГц (график-2).

По МДП-технологии могут быть реализованы не только резисторы, но и конденсаторы. Для того, чтобы получить разные резонансные частоты, конденсаторы должны быть регулируемы. В [7] предложена схема варикапа на МДП-транзисторах, которая может быть использована в приведенной схеме.

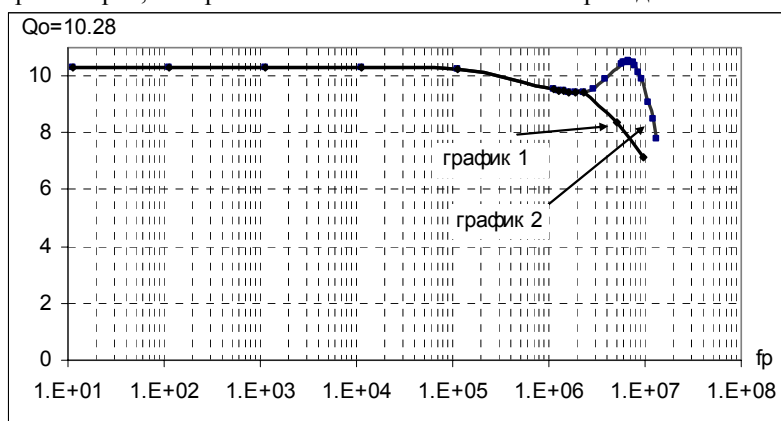


Рис.4 Графики зависимости добротности от частоты .

В [8] предложены обобщенные показатели качества активных звеньев 2-го порядка, характеризующие их основные электрические параметры: добротность, стабильность, динамический и частотный диапазон, потребляемую мощность. Таким образом, обобщенный показатель описывается формулой $H = \frac{SR}{P}$, где S -площадь добротности ($S = Q \cdot f_{\text{рmax}}$), R -ресурс динамического диапазона ($R = Q \cdot DR$, где DR - динамический диапазон), P - потребляемая мощность. Для звена, приведенного на рис.3 по результатам моделирования получилось $P=9,15\text{мВт}$, $f_{\text{рmax}}=12,5\text{МГц}$, $U_{\text{вых.макс}}=229\text{ мВ}$, $U_{\text{вых.ш}}=213\text{ нВ}/\sqrt{G_u}$, $Q=10$, отсюда $H=1,47 \cdot 10^{17} \sqrt{G_u}$ /Дж, что больше, чем для многих известных звеньев.

Как показали результаты моделирования рассмотренных схем, звенья на фазовращателях на МДП-транзисторах могут быть полностью реализованы в интегральном виде и использованы в широком частотном диапазоне.

Литература

1. Масленников В.В., Аунг Мин, "Активные звенья второго порядка на фазовращателях". // Международная конференция «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике» УЛГТУ -2004.-Том 4.-С. 91-94.

2. Масленников В.В., Аунг Мин, "Частотный диапазон активных звеньев второго порядка с фазовращателями на операционных усилителях" // Научная сессия МИФИ -2005. Сборник научных трудов Том 1.-С 269-271.
3. Масленников В.В., Аунг Мин, "Активные звенья второго порядка на фазовращателях, выполненных на биполярных и МДП-транзисторах" // Научная сессия МИФИ -2005. Сборник научных трудов Том 1.-С 272-274.
4. Масленников В.В., Сироткин А.П., "Избирательные RC-усилители", - М.: Энергия, 1980г, 216 стр.
5. Il S. Han and Song B. Park, "Voltage-Control Linear Resistor by Two MOS Transistors and its application to Active RC Filter MOS integration". // Proceeding of the IEEE, vol. 72, No. 11, November 1984, pp. 1655-1657.
6. <http://www.mosis.org/cgi-bin/cgiwrap/umosis/swp/params/ami-abn/t4bh-params.txt>.
7. P. Andreani, S. Mattisson, "On the use of MOS varactors in RF VCOs," IEEE J Solid-State Circ 35 (2000), 905–910.
8. Масленников В.В., Обобщенные показатели качества активных звеньев второго порядка, Радиотехника, 1988, № 6, стр.28-31.

MOS TRANSISTOR ACTIVE FILTERS

In this report the possibility for implementation of MOS transistor active filters in VLSI system using MOS technology is proposed. Dependence of quality factor on resonance frequency, which is obtained by PSPICE simulation, is described. Property of filter according to generalized parameter was determined.

