

Моделирование в среде MicroCap 9 полярного модулятора и последующих блоков тракта

Олег СОКОЛОВ,
к. т. н.

В статье описываются разработанные модели полярного модулятора, модулятора Армстронга, нелинейного блока и резонансного усилителя-умножителя частоты, резонансного усилителя, частотного и амплитудного детекторов, полосового фильтра и ФНЧ, выходные колебания которых суммируются.

Приводятся некоторые результаты исследований: осциллограммы и спектрограммы на выходах указанных блоков тракта, а также АЧХ отдельных блоков.

Задача моделирования функциональных блоков в стереофонии, в системах цветного телевидения и ряде многоканальных радиотехнических систем актуальна для разработчиков соответствующей аппаратуры и студентов вузов радиотехнических специальностей.

Так, совместимое стереофоническое радиовещание удалось создать, разработав принципиально новый вид модуляции, называемой полярной [1].

В то же время в широко используемой программе моделирования MicroCap 9 и ее последующей версии MicroCap 10 отсутству-

ют описания соответствующих моделей полярной модуляции.

На рис. 1 приведена схема модели блоков полярной модуляции, разработанная автором по алгоритму суммарно-разностного метода, описанного в [1]:

$$u_{ПМ}(t) = U_m \left[M \frac{l+r}{2} + \left(1 + M \frac{l-r}{2} \right) \cos \omega t \right],$$

где U_m и ω — амплитуда и частота некоторого высокочастотного колебания; $l(t)$ и $r(t)$ — два модулирующих колебания; M — коэффициент

модуляции, принимаемый для упрощения одинаковым в обоих каналах.

Показано, что, если $\cos \omega t = 1$, то $u_{ПМ}(t) = U_m(1+Ml)$, то есть верхняя огибающая отображает сигнал $l(t)$ первого колебания. Если $\cos \omega t = -1$, то $u_{ПМ}(t) = -U_m(1+Mr)$, что означает соответствие нижней огибающей второму колебанию.

Обе огибающие имеют разные знаки и при отсутствии перемодуляции разделяются в приемнике.

Фрагмент осциллограмм на выходе модулятора и двух реализаций модулирующих колебаний $l(t)$ и $r(t)$ представлен на рис. 2. При этом частота в блоке V5 установлена равной 31,25 кГц, что соответствует принятому в нашей стране стандарту для поднесущей частоты радиовещания.

Сигналы с полярной модуляцией не используются непосредственно в радиовещании, так как содержат низкочастотную (звуковую) составляющую, пропорциональную полусумме колебаний $l(t)$ и $r(t)$. Поэтому применяется двухступенчатая модуляция, в первой степени которой формируется сигнал с полярной модуляцией с частотой поднесущей [1].

Вторая ступень модуляции является обычной частотной модуляцией несущего колебания, частота которого соответствует УКВ-диапазону. В качестве модулирующего колебания используется полярно-модулированный сигнал, полученный в первой ступени.

При демодуляции такого колебания в монофоническом приемнике полуразностный сигнал не воспроизводится, поскольку его спектр сосредоточен в окрестности поднесущей частоты 31,25 кГц, то есть за пределом звукового диапазона частот.

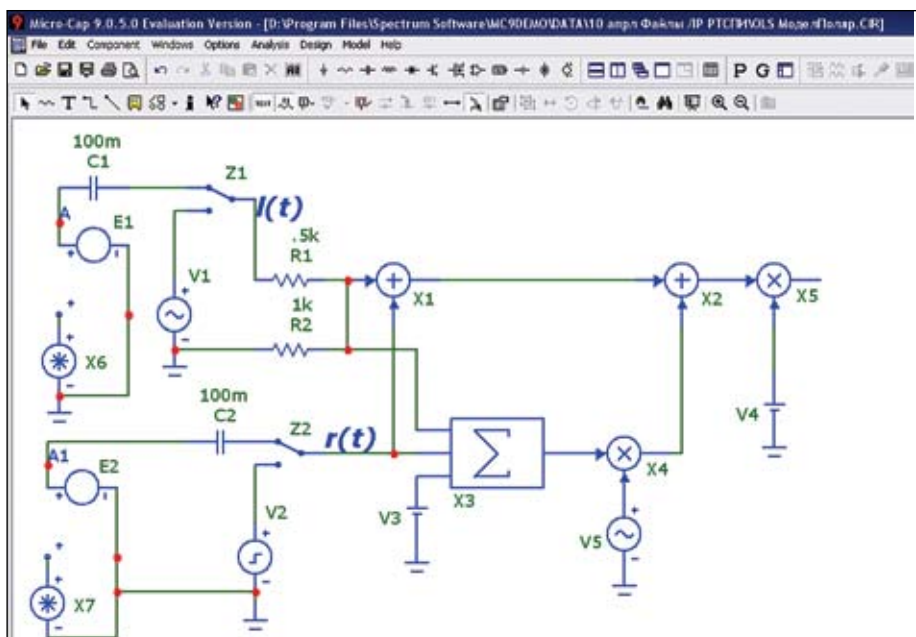


Рис. 1. Модель полярного модулятора с источниками модулирующих колебаний

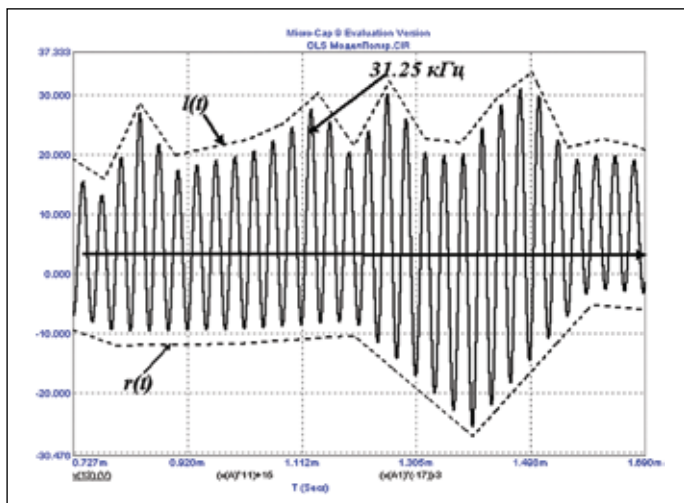


Рис. 2. Осциллограммы двух реализаций модулирующих колебаний $l(t)$ и $r(t)$ и выходного колебания полярного модулятора

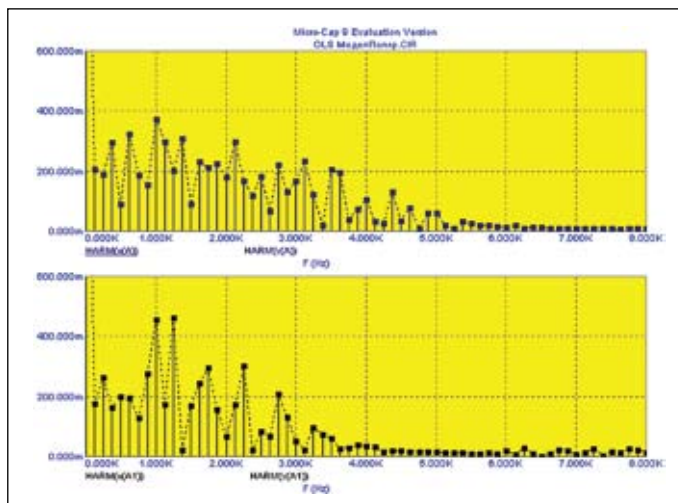


Рис. 3. Амплитудные спектры реализаций модулирующих колебаний $l(t)$ и $r(t)$

Полусуммарный сигнал поступает в выходные цепи приемника, обеспечивая приемлемое качество воспроизведения. В этом случае выполняются требования совместности.

На рис. 3 приведены амплитудные спектры дискретных преобразований Фурье (ДПФ) реализаций модулирующих колебаний $l(t)$ и $r(t)$. Здесь ширина полосы частот, в которой сосредоточена основная энергия реализации колебания $l(t)$, составляет около 5 кГц, а реализации колебания $r(t)$ — около 3,5 кГц.

Для более наглядного представления спектров колебаний на рис. 4 приведены амплитудные спектры двух гармонических сигналов с частотой 5 и 3 кГц соответственно, которые были получены при переключении Z1 и Z2 в нижние положения (рис. 1).

На рис. 4 есть также дискретная компонента поднесущей частоты с боковыми частотными компонентами.

На рис. 5 приведена схема полярного модулятора с подсоединенными блоками: модулятора Армстронга [1], нелинейного блока S1, резонансного усилителя-умножителя частоты и выходного нелинейного блока. В этой схеме модулятора Армстронга вместо фазовращателя использован второй генератор V12 немодулированного колебания $U_{m1}\sin\omega_0 t$ с частотой $f_0 = 1$ МГц, аналогичной частоте колебания $U_{m2}\cos\omega_0 t$ генератора V7. Фаза колебания на выходе генератора V12 на 90° запаздывает относительно выходного колебания генератора V7. В качестве балансного модулятора в схеме на рис. 5 используется умножитель X10.

Для получения линейной зависимости между модулирующим сигналом $S(t)$ и фазовым углом модулятора Армстронга устанавливаются такой его режим работы, чтобы $U_{m1} \ll U_{m2}$. В разработанной схеме отношение U_{m1}/U_{m2} было выбрано равным 1/6.

В результате модулятор Армстронга должен работать с малым индексом модуляции,

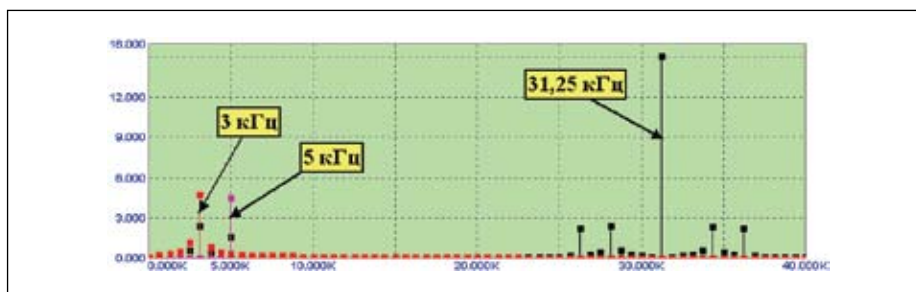


Рис. 4. Амплитудные спектры двух гармонических сигналов с частотой 5 и 3 кГц, поднесущей частоты 31,25 кГц и ее боковых частот

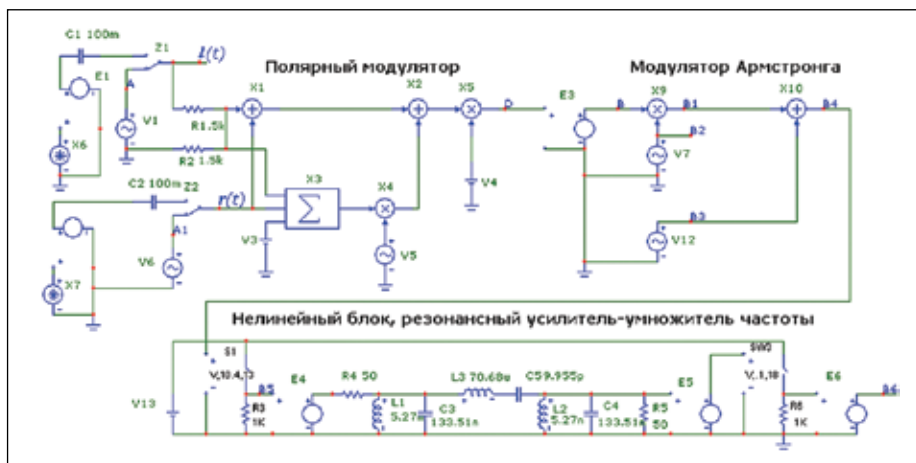


Рис. 5. Схема полярного модулятора с подсоединенными модулятором Армстронга, нелинейным блоком, резонансным усилителем-умножителем частоты и выходным нелинейным блоком

то есть с малой девиацией частоты $\Delta\omega$. Для увеличения девиации частоты после модулятора используется многократное умножение частоты f_0 . В приведенной схеме производится шестикратное умножение частоты ($n = 6$), что соответствует оптимальному углу отсечки $\theta_{opt} = 180/6 = 30^\circ$ [1].

Импульсы с углом θ_{opt} получают в нелинейном блоке на уровне $U_0 = U_{modA}\cos30 \approx 10,4$ В, где $U_{modA} = 12$ В. Колебательная си-

стема резонансного усилителя-умножителя частоты настроена на шестую гармонику входного сигнала.

Фрагменты осциллограмм на выходах блоков схемы приведены на рис. 6.

Справа на осциллограммах (рис. 6) вставлен фрагмент с увеличенным по оси времени масштабом, на котором показан интервал 1 мкс между импульсами нелинейного блока S1. Нижняя осциллограмма прямоугольных им-

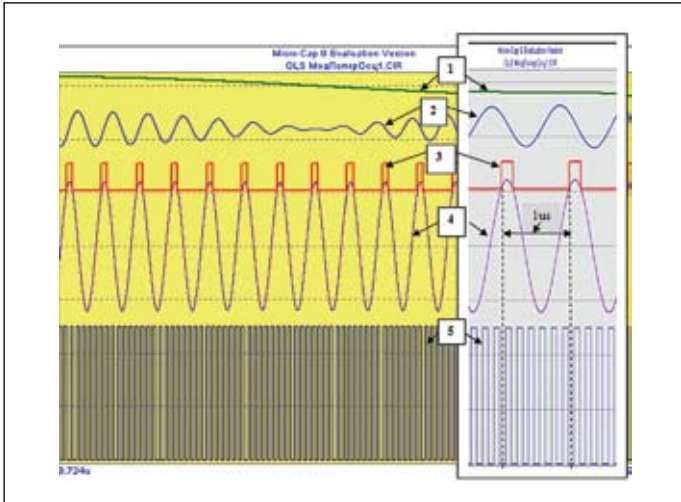


Рис. 6. Осциллограммы на выходах блоков:
1 — полярного модулятора; 2 — умножителя X9; 3 — нелинейного блока S1;
4 — модулятора Армстронга;
5 — выходного нелинейного блока резонансного усилителя-умножителя частоты

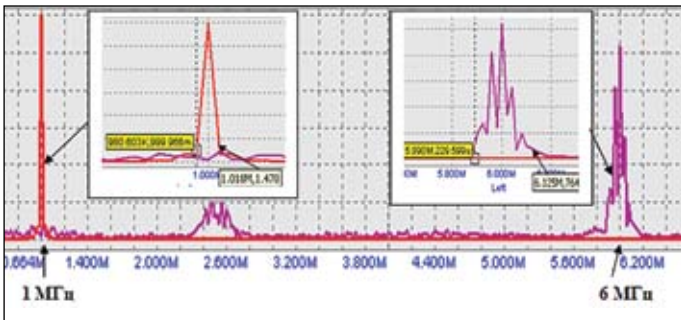


Рис. 7. Спектр колебаний на выходах модулятора Армстронга (красная линия) и резонансного усилителя-умножителя частоты (фиолетовая линия)

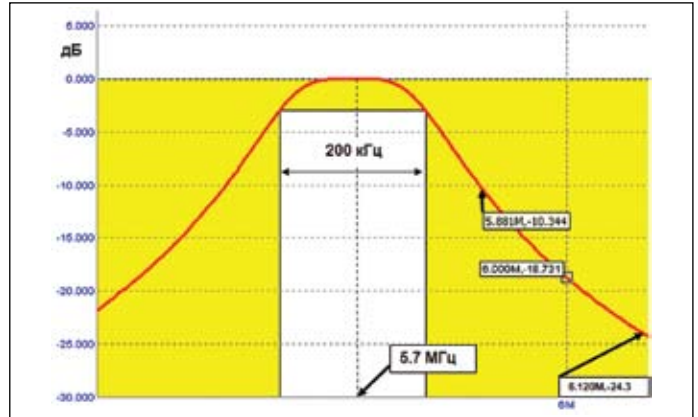


Рис. 9. АЧХ частотного детектора. Несущая частота $f_0 = 6,0$ МГц расположена на «склоне» (справа) АЧХ резонансного контура

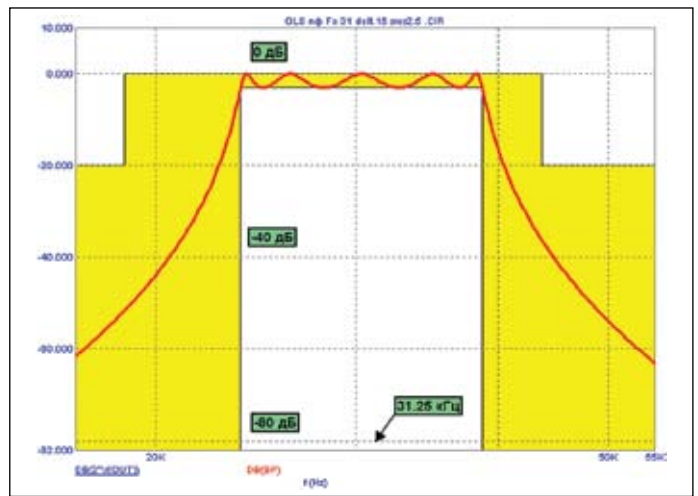


Рис. 10. АЧХ полосового фильтра с центральной частотой 31,25 кГц

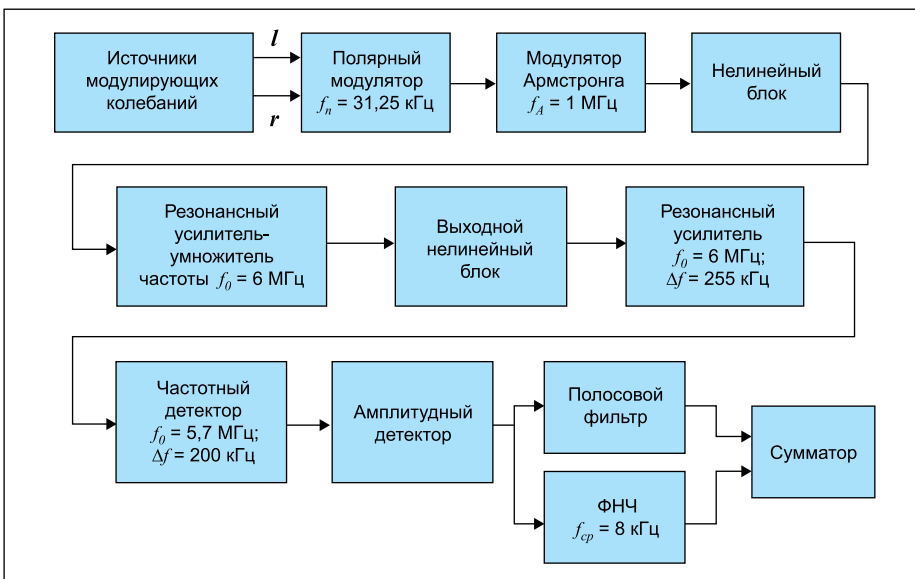


Рис. 8. Функциональная схема модели полярной модуляции и последующих блоков тракта

частоты масштабе вставлен амплитудный спектр сигнала на выходе модулятора Армстронга. Ширина полосы частот, в которой сосредоточена основная энергия сигнала, составляет $\Delta f_{МА} \approx (1,018-0,98) \times 10^6 \approx 38$ кГц.

Справа в увеличенном по оси частоты масштабе вставлен амплитудный спектр колебания на выходе резонансного усилителя-умножителя частоты. Ширина полосы частот, в которой сосредоточена основная энергия сигнала, составляет $\Delta f_{умч} \approx (6,125-5,89) \times 10^6 \approx 235$ кГц.

Таким образом, произошло увеличение девиации частоты на выходе резонансного усилителя-умножителя частоты при шестикратном умножении исходной частоты 1 МГц.

На рис. 8 приведена функциональная схема с добавленными блоками резонансного усилителя с центральной частотой 6 МГц и полосой пропускания $\Delta f_{ус} = 255$ кГц, частотного детектора, выполненного на резонансном усилителе с центральной частотой 5,7 МГц и полосой пропускания $\Delta f_{ус} = 200$ кГц, а также амплитудного детектора, полосового фильтра с центральной частотой 31,25 кГц, фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 8 кГц и сумматора.

пульсов, полученных на выходном нелинейном блоке резонансного усилителя-умножителя частоты, свидетельствует о шестикратном умножении исходной частоты 1 МГц.

Это подтверждается амплитудными спектрами колебаний на выходах модулятора Армстронга и резонансного усилителя-умножителя частоты (рис. 7). Слева в увеличенном по оси

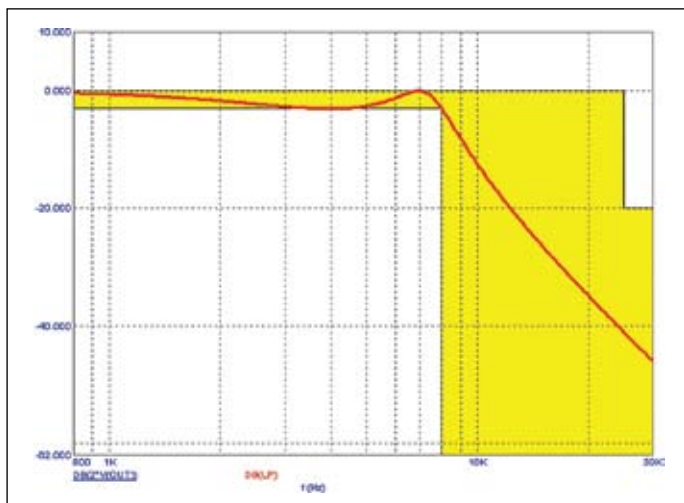


Рис. 11. АЧХ ФНЧ с частотой среза 8 кГц

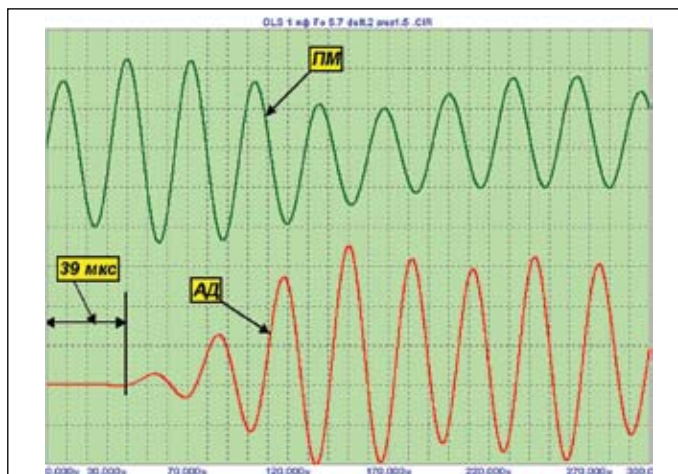


Рис. 13. Осциллограммы на выходах полярного модулятора (ПМ) и сумматора (АД) в интервале 0–300 мкс

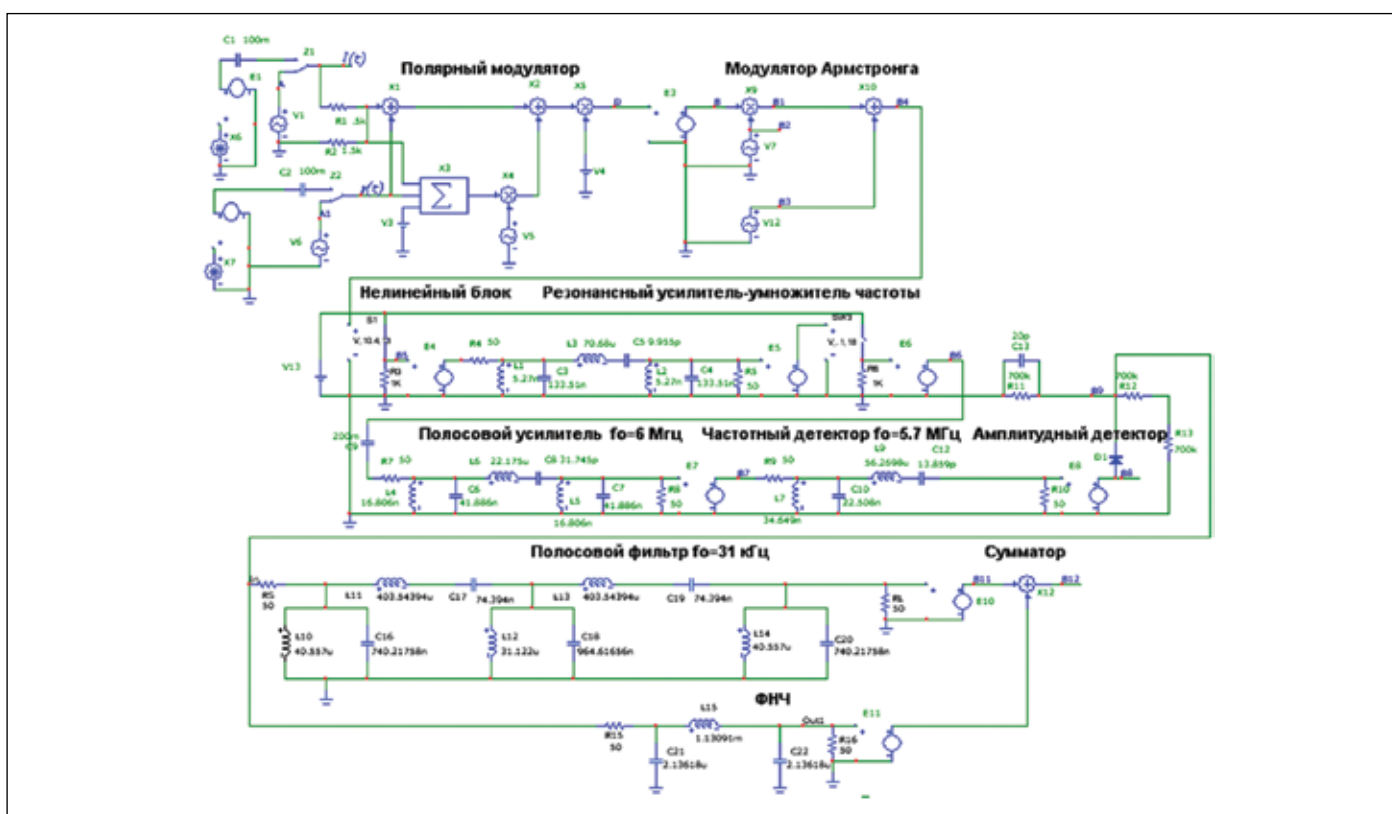


Рис. 12. Принципиальная схема модели полярной модуляции и последующих блоков тракта

Полосовой фильтр с центральной частотой 31,25 кГц имеет полосу пропускания 15 кГц. Выходные колебания полосового фильтра и ФНЧ складываются в сумматоре.

На рис. 9 дана АЧХ частотного детектора с центральной частотой 5,7 МГц. На рис. 10 — АЧХ полосового фильтра с центральной частотой 31,25 кГц. А на рис. 11 — АЧХ ФНЧ с частотой среза 8 кГц.

Принципиальная схема модели полярной модуляции и последующих блоков тракта, реализующая функциональную схему на рис. 8, приведена на рис. 12. На рис. 13 представлены фрагменты осциллограмм на выходах полярного модулятора и сумматора.

На осциллограммах на рис. 13 можно видеть удовлетворительное совпадение характера колебаний исходного полярного модулятора в интервале 0–120 мкс и на выходе сумматора в интервале 110–220 мкс. Задержка ≈ 39 мкс обусловлена инерционными звеньями

в резонансных усилителях, частотном и амплитудном детекторах, полосовом фильтре и ФНЧ.

Интервал от 40 до 110 мкс на выходе сумматора определяется переходными процессами в схемах резонансных усилителей и ФНЧ.

Характеры колебаний существенно различаются на выходах полярного модулятора в интервале 120–300 мкс и сумматора в интервале 220–300 мкс. Последнее объясняется тем, что на выходе частотного детектора (рис. 12) получаем колебание со сложной амплитудно-частотной модуляцией [1], а не с желаемой амплитудной модуляцией.

На рис. 14 приведены амплитудные спектры колебаний на выходах полярного модулятора и сумматора. Здесь можно видеть различие амплитуд частотных компонент, например на частоте 26,632 кГц. Эти различия подтверждают несоответствие на рис. 13 характера колебаний на выходах полярного модулятора и сумматора.

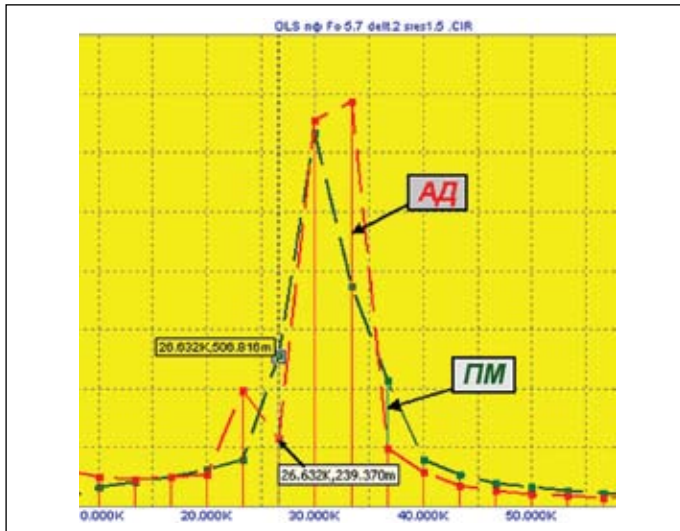


Рис. 14. Спектры колебаний на выходах полярного модулятора (ПМ) и сумматора (АД)

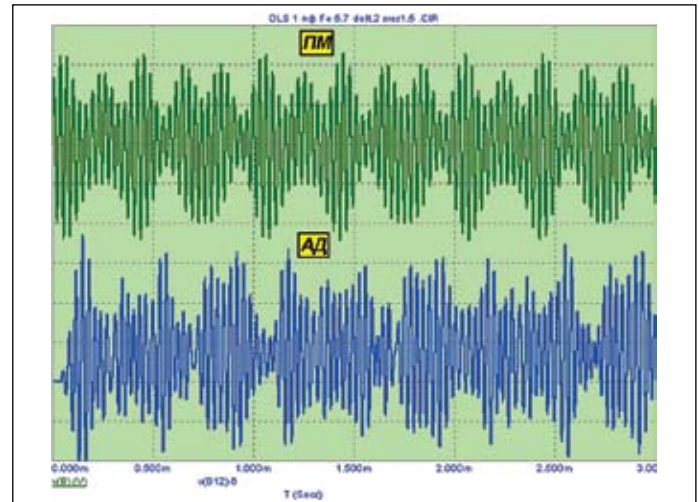


Рис. 15. Осциллограммы на выходах полярного модулятора (ПМ) и сумматора (АД) в интервале 0–3 мс

Приведенные на рис. 15 осциллограммы на выходах полярного модулятора и сумматора в интервале 0–3 мс существенно различаются.

Расхождения характера осциллограмм на рис. 15 можно уменьшить, оптимизируя, например, структуру или параметры частотного детектора. Разработанные модели блоков в среде MicroCap 9 позволяют проводить широкий круг исследований.

Литература

1. Басаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Изд. 4-е, перераб. и доп. Уч-к для вузов по спец. «Радиотехника». М.: Высшая школа, 2003.
2. Амелина М. А. Компьютерный анализ и синтез электронных устройств: конспект лекций. Ч. 1. Смоленск: МЭИ (ТУ), 2005.