

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ

А. М. Бобрешов, Л. И. Аверина, А. В. Исаев

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 20.09.2010 г.

Аннотация. Показана возможность уменьшения интермодуляционных искажений в перестраиваемых полосовых фильтрах путем выбора оптимального диапазона изменения управляющего напряжения, а также с помощью последовательного соединения нескольких пар варикапов и использования встречно-параллельного включения диодов в цепях управляющего напряжения.

Ключевые слова: перестраиваемый полосовой фильтр; варикап; интермодуляция; нелинейные искажения.

Abstract. The possibility to decrease of intermodulation distortion of tunable bandpass filters using selection of optimal DC bias point, series connection of same pairs of varactors and opposite-parallel connected diodes in DC bias supply circuit was shown.

Key words: tunable bandpass filter; varactor; intermodulation; nonlinear distortion.

ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения избирательности радиоприемного тракта по побочным каналам приема часто в качестве преселектора применяются перестраиваемые с помощью варикапов полосовые фильтры [1]. Поскольку варикап обладает нелинейной зависимостью емкости от приложенного к нему напряжения, при появлении на входе фильтра нескольких сигналов на нелинейном элементе образуются различные комбинационные продукты [2]. Особенно опасным является продукт интермодуляции третьего порядка на частоте $2f_2 - f_1$, так как он попадает в полосу пропускания фильтра и возникает при достаточно небольших мощностях помех на входе. Поэтому актуальной является задача уменьшения интермодуляционных искажений в перестраиваемых с помощью варикапов полосовых фильтрах. В данной работе проанализированы способы уменьшения интермодуляционных искажений в перестраиваемых полосовых фильтрах путем выбора оптимального диапазона изменения управляющего напряжения, а также с помощью последовательного соединения нескольких пар варикапов. Также были рассмотрены схемы фильтров с встречно-параллельными диодами в цепях управляющих напряжений варикапов при различных расстройках между частотами помех.

СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Рассмотрим пути образования нелинейных искажений в варикапах. Емкость одиночного варикапа определяется следующим выражением [3]:

$$C(V) = \frac{K}{(\phi + V)^n}, \quad (1)$$

где ϕ — встроенный потенциал перехода, V — обратное напряжение на варикапе, K — постоянная, характеризующая емкость варикапа при нулевом смещении, n — показатель степени, характеризующий нелинейную характеристику емкости.

При подаче на варикап постоянного обратного напряжения V_{DC} и переменного напряжения v емкость можно представить в виде разложения в степенной ряд в окрестности V_{DC} :

$$C(v) = C_0 + C_1 v + C_2 v^2 + \dots \quad (2)$$

Для уменьшения искажений, вызванных нелинейной характеристикой варикапа, применяется встречно-последовательное включение варикапов (рис. 1а). Обозначим отношение емкостей варикапов при нулевом смещении $s = K_A / K_B$. При этом коэффициенты C_0 , C_1 и C_2 из (2) примут вид [3]:

$$C_0 = \frac{sK_A}{(1+s)(\phi + V_{DC})^n} \quad (3)$$

$$C_1 = \frac{(1-s)nC_0}{(1+s)(\phi + V_{DC})} \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{C_0 \left((s^2 + 1)(n + 1) - s(4n + 1) \right)}{2(\phi + V_{DC})^2 (s + 1)^2} \quad (5)$$

При встречно-последовательном соединении одинаковых варикапов ($K_A = K_B$, $s = 1$) коэффициент C_1 становится равным нулю, также как и следующие коэффициенты в (2), отвечающие за четные гармоники. Хотя варикапы имеют небольшой разброс характеристик, при данном включении четные гармоники сигнала достаточно хорошо компенсируются.

Для уменьшения нелинейных составляющих третьего порядка необходимо уменьшать коэффициент C_2 . Поскольку обратное напряжение смещения V_{DC} стоит в (5) в знаменателе, для уменьшения C_2 можно увеличивать V_{DC} . Однако это не всегда приемлемо, поскольку увеличение нижней границы напряжения смещения уменьшает коэффициент перекрытия варикапа по емкости, поэтому данный способ применим при достаточно небольших диапазонах перестройки фильтров.

Другой способ уменьшения нелинейности состоит в уменьшении высокочастотного напряжения на каждом из варикапов. Для этого можно применить двойное встречно-последовательное соединение варикапов (рис. 1б). При этом высокочастотное напряжение, приложенное к концам цепи, на каждой паре варикапов уменьшится в два раза, а постоянное напряжение смещения останется неизменным [1], [4], [5]. Для дальнейшего уменьшения высокочастотного напряжения на варикапах возможно применить также тройное и более встречно-последовательное соединение.

При необходимости сохранения общей емкости такой системы в случае двойного включения вместо каждого варикапа используются два, соединенные параллельно, в случае тройного — три параллельно соединенных варикапа.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТА

Рассмотрим схему перестраиваемого с помощью варикапов полосового фильтра с магнитной связью между колебательными конту-

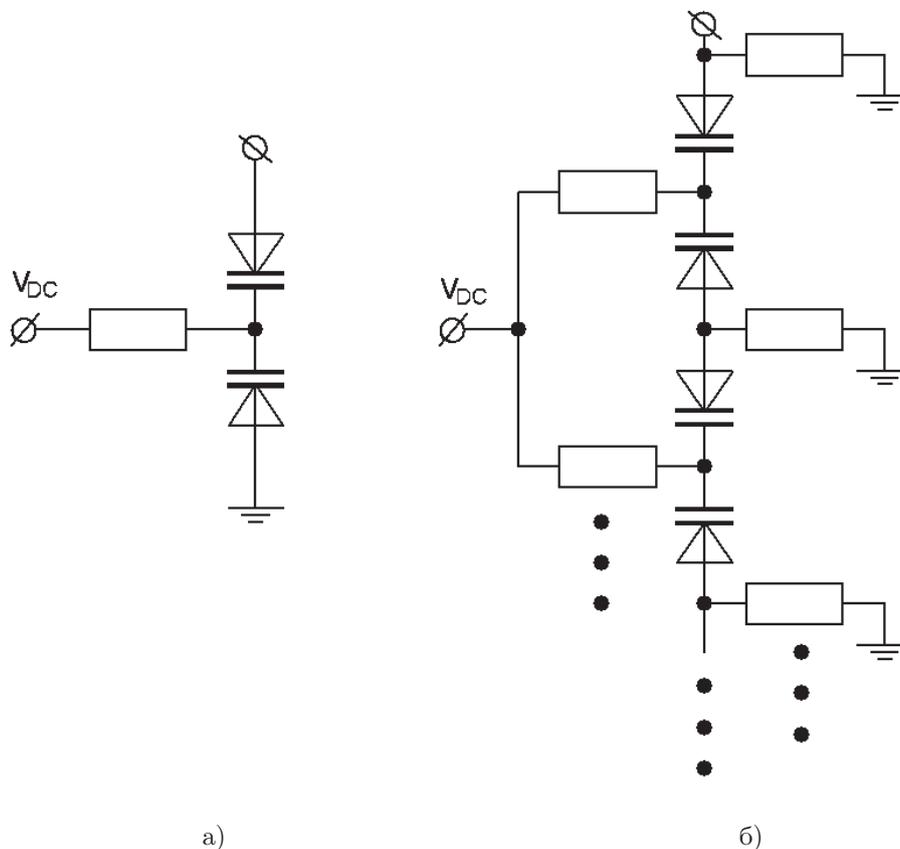


Рис. 1. Встречно-последовательное включение варикапов

рами, показанную на рис. 2а. Для согласования с 50-омным трактом входной сигнал подается на отвод катушки индуктивности колебательного контура, расположенный ближе к заземленному концу катушки. Выходной сигнал также снимается с отвода катушки индуктивности.

Выбирая точки подключения отводов, можно согласовать фильтр как 50-омным трактом, так и с каскадами радиоприемного тракта, имеющими различные входные и выходные импедансы, например, МШУ на транзисторе. Варикапы используются во встречно-последовательном включении. Управляющее напряжение на каждую пару варикапов подается через

фильтрующую RC-цепочку, дроссель и резистор в точку соединения варикапов. В данной схеме применены сборки из двух варикапов в одном корпусе KB156AC9. Для анализа характеристик фильтра с варикапами с двойным и тройным встречно-параллельным включением также были промоделированы и изготовлены схемы, показанные на рис. 2б, 2в. Резисторы R3 и R7 в схеме, показанной на рис. 2б, а также резисторы R3, R5, R9, R11 в схеме, показанной на рис. 2в, обеспечивают режим варикапов по постоянному току.

Амплитудно-частотные характеристики фильтров при различных управляющих напряжениях показаны на рис. 3. Управляющее на-

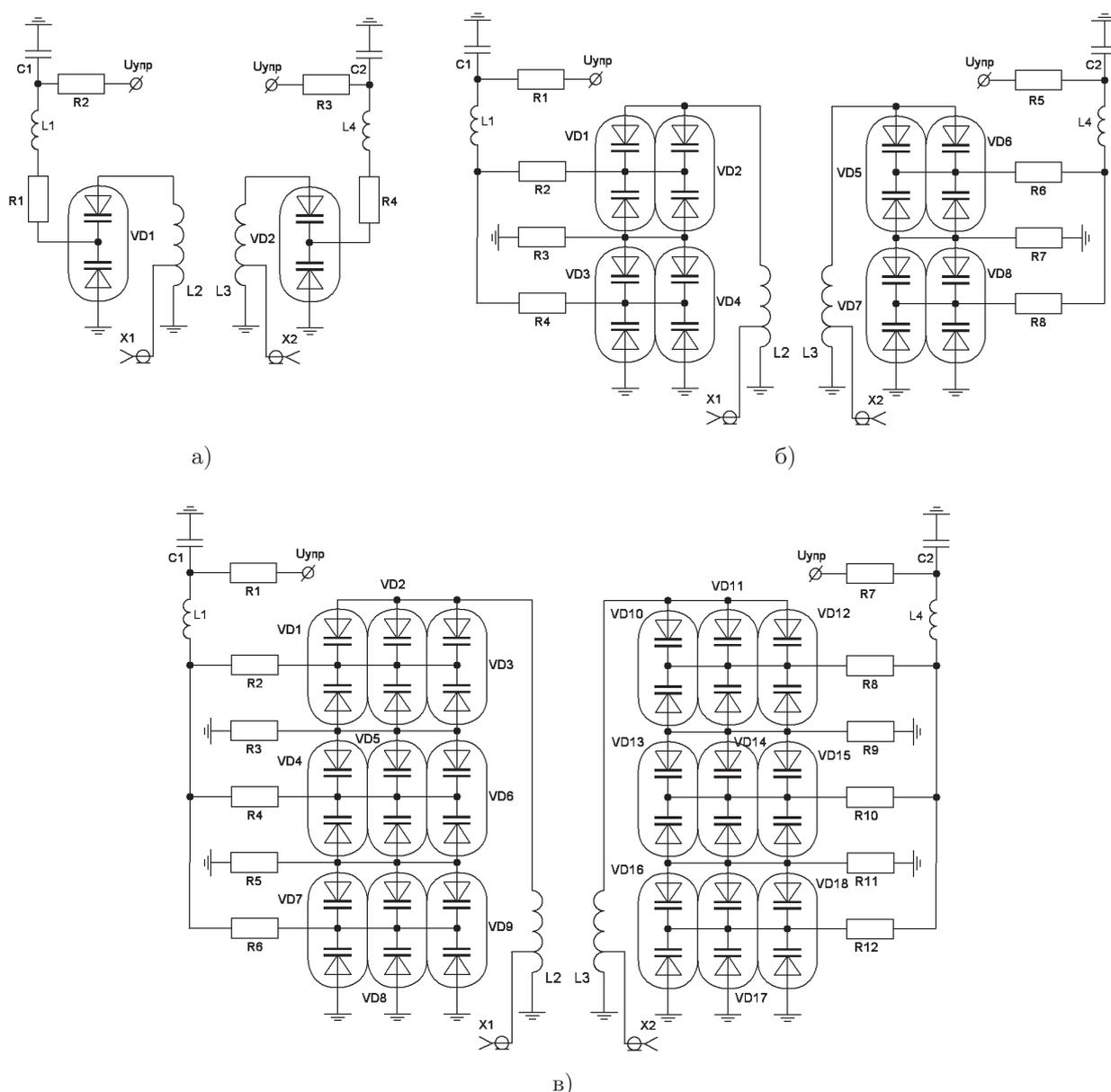


Рис. 2. Схемы перестраиваемых фильтров

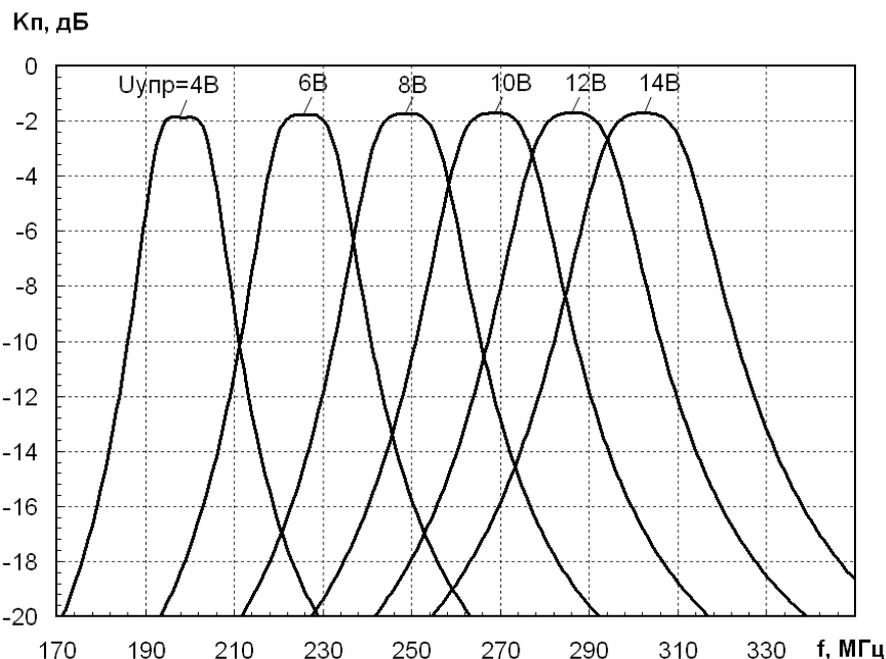


Рис. 3. АЧХ перестраиваемого фильтра при различных управляющих напряжениях

пряжение изменялось от 4 до 14 В, при этом центральная частота АЧХ фильтра перестраивалась в диапазоне от 198 до 302 МГц. Поскольку в случае двойного и тройного встречно-параллельного включения варикапов были применены по две и по три пары параллельно соединенных варикапов, общая емкость системы сохранялась постоянной. Поэтому АЧХ для всех трех схем практически одинакова, за исключением небольшого увеличения потерь в полосе пропускания, составляющих порядка 0,3 дБ при двойном включении, и 0,5 дБ при тройном, по сравнению с одинарным включением.

Для анализа влияния управляющего напряжения на интермодуляционные искажения, вносимые перестраиваемым фильтром, подадим на вход фильтра две помехи на частотах f_1 и f_2 , таких, чтобы они попали внутрь полосы пропускания фильтра при фиксированном значении управляющего напряжения. Рассмотрим зависимость мощности продукта интермодуляции третьего порядка на частоте $2f_2 - f_1$, поскольку она также попадает в полосу пропускания фильтра. Фильтр согласован с 50-омным трактом, мощность помех на входе составляла -16 дБмВт. На рис. 4 приведены зависимости мощности интермодуляционных составляющих третьего порядка на выходе фильтра от управляющего напряжения на варикапах для трех рассматриваемых схем. Точ-

ками на графике показаны экспериментально полученные значения.

Зависимость мощности интермодуляционных составляющих третьего порядка для схемы на рис. 2а показана на рис. 4 (кривая 1). При увеличении управляющего напряжения на варикапах с 4 до 14 В мощность интермодуляционных составляющих уменьшается на 14 дБ. Поэтому, если для обеспечения требуемого диапазона перестройки фильтра используется не весь диапазон перекрытия емкости варикапа, то для уменьшения интермодуляционных искажений целесообразно выбирать рабочую область управляющих напряжений ближе к верхней границе для данных варикапов.

Кривая 2 на рис. 4 показывает мощность интермодуляционных продуктов третьего порядка для схемы с двойным встречно-последовательным включением (рис. 2б). Видно, что при той же входной мощности помех мощность интермодуляционных составляющих уменьшилась по сравнению с кривой 1 на 17—19 дБ. Это связано с уменьшением высокочастотного напряжения помех на каждом варикапе. Однако при этом незначительно увеличиваются потери в полосе пропускания фильтра (на 0,3 дБ). Экспериментально полученные значения выше расчетных в среднем на 1,5—2 дБ, что связано с разбросом характеристик отдельных сборок варикапов.

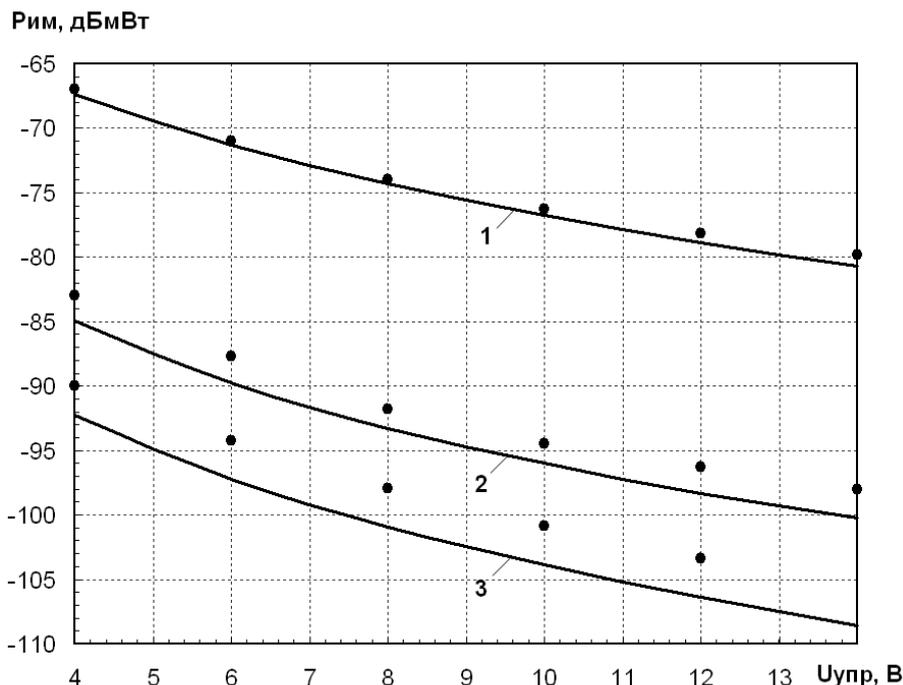


Рис. 4. Мощность интермодуляционных составляющих третьего порядка на выходе фильтра от управляющего напряжения на варикапах: 1 — схема на рис. 2а, 2 — схема на рис. 2 б, 3 — схема на рис. 2 в. Точками показаны экспериментально полученные значения. $P_{вх} = -16$ дБмВт

При использовании тройного встречно-последовательного включения варикапов удалось уменьшить мощность интермодуляционных продуктов третьего порядка еще на 7—8 дБ по сравнению с двойным включением (кривая 3 на рис.4). При этом выигрыш по сравнению с одинарным включением составил 25—27 дБ. Потери в полосе пропускания для данной схемы фильтра увеличиваются на 0,5 дБ по сравнению с одинарным включением варикапов. Показанные точками измеренные значения больше расчетных на 2,5—3 дБ, что объясняется разбросом характеристик отдельных сборок варикапов.

Уменьшение мощности интермодуляционных составляющих при увеличении управляющего напряжения с 4 до 14 В для схемы с двойным включением составляет 15 дБ, с тройным — 16 дБ.

Встречно-параллельные диоды в цепях управляющих напряжений

Кроме рассмотренных выше способов также была промоделирована схема фильтра с встречно-параллельными диодами в цепях управляющих напряжений варикапов (рис. 5 а, б). Такая схема позволяет повысить импеданс в точке соединения варикапов для низкочастотных комбинационных составляющих (напри-

мер, на частоте огибающей при двухтоновом сигнале), при этом практически не изменяя сопротивление цепи для постоянной составляющей. Для получения высокого импеданса использованы диоды с малой емкостью перехода при нулевом напряжении (2 пФ). Однако эффективность такого способа сильно зависит от расстройки между частотами помех (от частоты огибающей двухтонового сигнала), поскольку с увеличением частоты огибающей емкостное сопротивление диодов уменьшается и растет ток через цепь управляющего напряжения, при этом сильнее смещая рабочую точку варикапов и нарушая баланс, необходимый для компенсации нелинейных составляющих, возникающих в варикапах.

На рис. 6а показаны зависимости токов в цепи управляющего напряжения варикапов для схемы с диодами и без диодов в этой цепи в зависимости от расстройки между частотами помех, а также их отношение (кривая $I_{д}/I_{без д}$). При расстройках менее 500 кГц применение схемы с диодами позволяет уменьшить ток на частоте огибающей в 3—4 раза, при этом также уменьшаются интермодуляционные искажения, вносимые фильтром.

На рис. 6б показаны зависимости мощности интермодуляционных составляющих от рас-

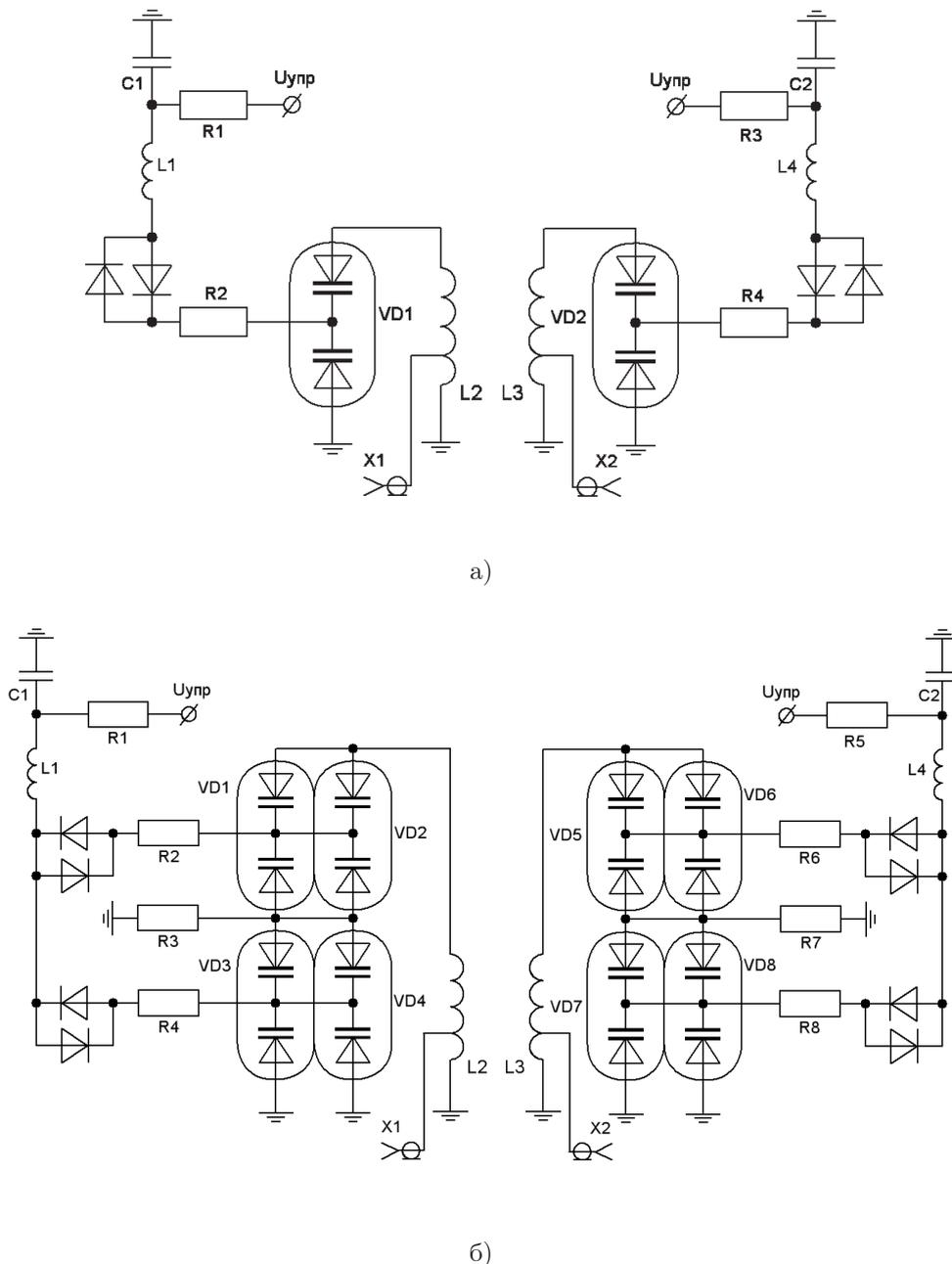


Рис. 5. Схемы перестраиваемых полосовых фильтров с встречно-параллельными диодами в цепях управляющих напряжений (а – одна пара варикапов в контуре, б – две последовательные пары)

стройки между частотами помех для схем фильтров с диодами в цепях управляющих напряжений и без них. Кривая 1 — для схемы без диодов в цепях управляющих напряжений, показанной на рис. 2а. При малых расстройках (менее 300—500 кГц) мощность интермодуляционных составляющих практически не изменяется, а при увеличении расстройки до 1—2 МГц уменьшается на 5 дБ. Увеличение расстройки более 5 МГц не рассматривалось, т.к. при этом комбинационные частоты $2f_2 - f_1$ не попадают

в полосу пропускания фильтра. Мощность интермодуляционных составляющих для схемы с диодами в цепях управляющих напряжений на рис. 5а, показана на кривой 1д. Видно, что существует сильная зависимость от расстройки между частотами помех. При расстройках менее 1 МГц данная схема дает выигрыш по интермодуляции порядка 15—20 дБ, однако с увеличением расстройки эффективность уменьшения интермодуляционных искажений падает. Поэтому данную схему целесообразно при-

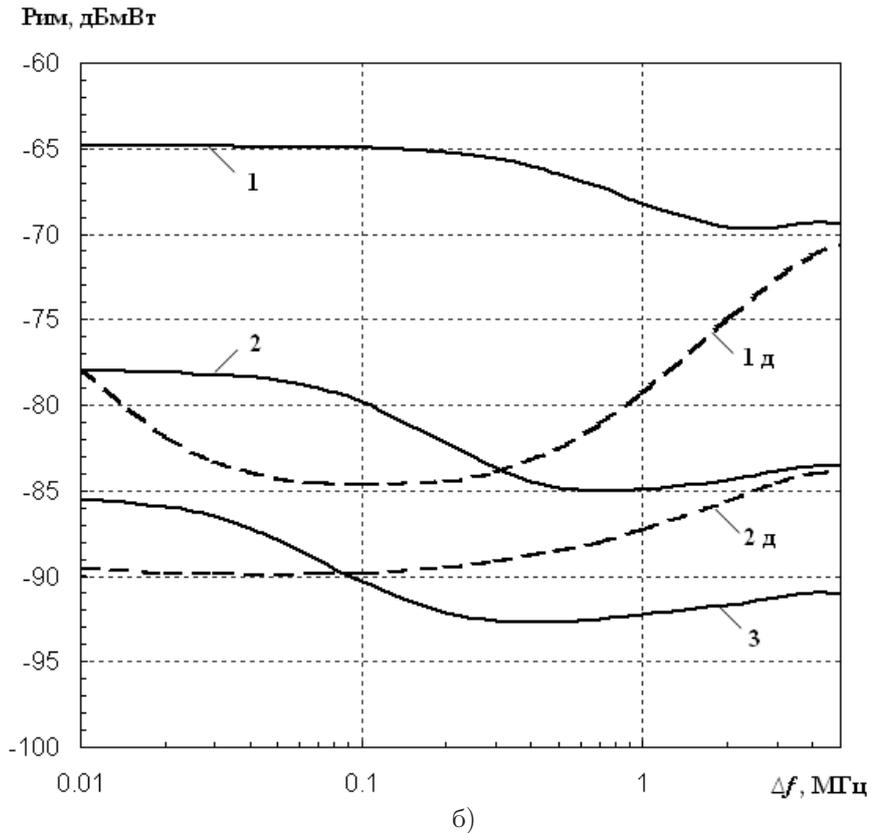
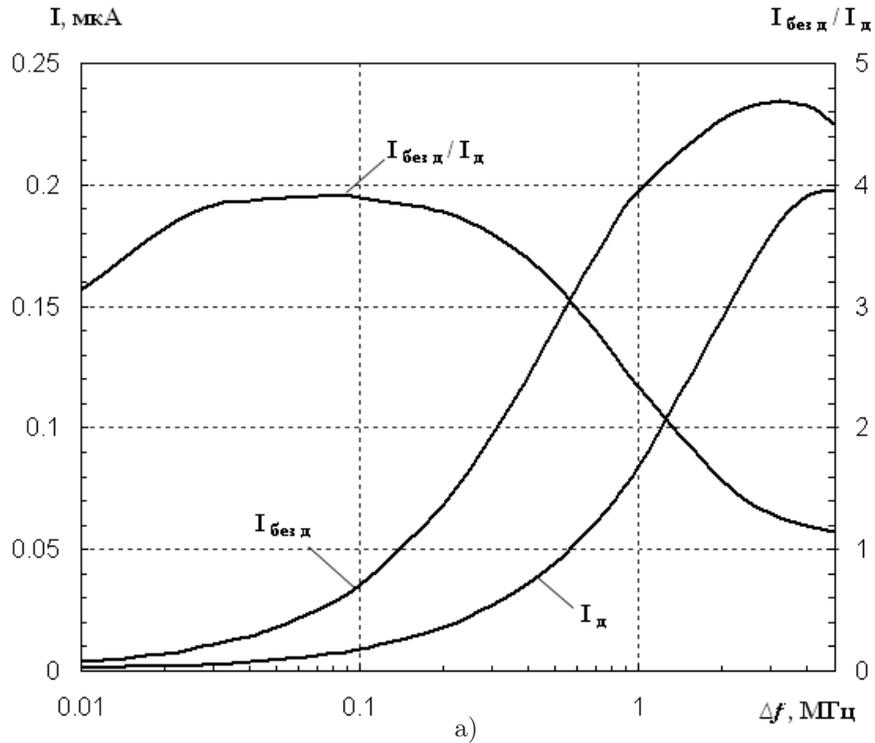


Рис. 6. а – токи в цепи управляющих напряжений на частоте огибающей двухтонового сигнала для схемы без диодов и с диодами в этой цепи, а также их отношение ($U_{упр} = 4$ В, $P_{вх} = -16$ дБмВт). б – мощность ИМ на выходе фильтра в зависимости от расстройки между частотами помех двухтонового сигнала для схем: 1 — одна пара варикапов, 1 д — одна пара варикапов, встречно-параллельные диоды в цепях $U_{упр}$. 2 — две последовательные пары варикапов, 2 д — две пары варикапов, встречно-параллельные диоды в цепях $U_{упр}$. 3 — три последовательные пары варикапов ($U_{упр} = 4$ В, $P_{вх} = -16$ дБмВт)

менять при ожидаемых расстройках менее 0,5—1 МГц.

При использовании встречно-параллельных диодов в схеме фильтра с последовательными двумя парами варикапов также можно получить выигрыш по интермодуляции при малых отстройках между частотами помех порядка 10—12 дБ (кривая 2д на рис. 6 б), практически достигая значений мощности интермодуляционных составляющих для схемы с тремя последовательными парами варикапов (кривая 3 на рис. 6 б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показаны способы уменьшения интермодуляционных искажений в перестраиваемых полосовых фильтрах путем выбора оптимального диапазона изменения управляющего напряжения, а также с помощью последовательного соединения нескольких пар варикапов.

Если требуемый диапазон перестройки полосового фильтра обеспечивается без использования полного перекрытия варикапов по емкости и существует возможность выбора различных участков управляющих напряжений, то для уменьшения интермодуляционных искажений целесообразно использовать максимально возможные значения управляющих напряжений. Этот способ применим для любой из рассмотренных конфигураций варикапов.

Для дальнейшего уменьшения мощности интермодуляционных составляющих на выходе фильтра можно использовать двойное встречно-последовательное соединение варикапов, что дает выигрыш порядка 17—19 дБ. При исполь-

зовании тройного встречно-последовательного соединения варикапов мощность продуктов интермодуляции третьего порядка уменьшается на 25—27 дБ по сравнению с одинарным включением (одна пара встречно включенных варикапов).

При использовании в цепях управляющих напряжений встречно-параллельных диодов с малой емкостью перехода можно получить выигрыш по интермодуляции порядка 10-15 дБ при малых отстройках между частотами помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голубев В. Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств / В. Н. Голубев – М.: Связь, 1978. – 240 с.
2. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах / Б. М. Богданович – М.: Связь, 1980. – 280 с.
3. Buisman K. “Distortion-Free” Varactor Diode Topologies for RF Adaptivity / K. Buisman, L. C. N. de Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, A. Akhnoukh, T. L. M. Scholtes, L. K. Nanver // IEEE MTT-S Int. Dig., Long Beach, CA – Jun. 2005. – P. 389–392.
4. Cong Huang A 67 dBm OIP3 Multistacked Junction Varactor / Cong Huang, Koen Buisman, Lis K. Nanver, Francesco Sarubbi, Milos Popadic, Tom L. M. Scholtes, Hugo Schellevis, Lawrence E. Larson, Leo C. N. de Vreede // IEEE Microwave and Wireless Components Letters – November 2008. – Vol. 18, No. 11. – P. 749–751.
5. Buisman K. Varactor Topologies for RF Adaptivity with Improved Power Handling and Linearity / K. Buisman, C. Huang, A. Akhnoukh, M. Marchetti, L.C.N. de Vreede, L.E. Larson, L.K. Nanver // IEEE MTT-S Int. Dig., Honolulu, HI – Jun. 2007. – P. 319–322.

Бобрешов Анатолий Михайлович – доктор физико-математических наук, профессор, зав. кафедры электроники Воронежского государственного университета

Тел.: (4732) 55-19-19

e-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

Аверина Лариса Ивановна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета.

Тел.: (4732) 43-09-76

e-mail: averina@phys.vsu.ru

Исаев Андрей Викторович – аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета.

Тел.: (4732) 43-42-60

e-mail: rn3qvg@mail.ru

Bobreshov Anatoly Mikhailovich - Doctor of Physics and Mathematics, Professor, Head of Department of Electronics, Voronezh State University

Tel.: (4732) 55-19-19

e-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

Averina Larisa Ivanovna - Candidate of Physics and Mathematics, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University.

Tel.: (4732) 43-09-76

e-mail: averina@phys.vsu.ru

Isaev Andrey Viktorovich – Post-graduate, Department of Electronics, Voronezh State University.

Tel.: (4732) 43-42-60

e-mail: rn3qvg@mail.ru