



ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИКИ ПРОЦЕССА ВОЗБУЖДЕНИЯ СУБГАРМОНИК ОСНОВНОГО УСИЛИВАЕМОГО СИГНАЛА В ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ СВЧ–ДИАПАЗОНА

В.Я. Явчуновский

Обнаружен и исследован эффект возбуждения субгармоник при подаче на вход широкополосного усилителя (усилительной схемы) СВЧ–сигнала основной частоты. Установлено, что причиной выполнения амплитудных условий генерации для субгармонического сигнала именно при подаче на вход усилителя полезного СВЧ–сигнала является специфика развивающегося в таких схемах бигармонического взаимодействия. Найдены эффективные средства обеспечения устойчивости широкополосных усилителей СВЧ–сигналов и усилительных схем.

Введение

При работе широкополосных усилителей СВЧ–сигналов (в первую очередь сложных усилительных схем, работающих на реальную СВЧ–нагрузку) наблюдается целый ряд различных проявлений неустойчивости их функционирования. В частности, был обнаружен не сразу нашедший объяснение эффект возбуждения субгармоник при подаче на вход усилителя (усилительной схемы) сигнала основной частоты, в то время как в его отсутствие самовозбуждение не наблюдалось.

Объяснению физической природы этого явления, поиску эффективных средств борьбы с этим и другими проявлениями неустойчивой работы широкополосных усилителей СВЧ–диапазона посвящена настоящая работа.

1. Анализ процесса возбуждения субгармонических колебаний

С целью выявления физических процессов, способных привести к возбуждению субгармоник, были, прежде всего, проанализированы причины, по которым обсуждаемый эффект наиболее часто регистрировался в широкополосных усилительных цепочках с мощными лампами бегущей волны (ЛБВ), характеризующимися малыми потерями для отраженного сигнала [1], в качестве выходного усилителя.

Проведенные ранее исследования [2] свидетельствуют о том, что основной причиной повышенной неустойчивости работы таких схем является взаимное влияние друг на друга усилительных каскадов. Рассматривая простейший вариант такой цепочки (рис. 1), несложно показать, что уровень рассогласования СВЧ–нагрузки для предусилителя такой схемы всегда существенно выше, чем для всей

схемы в целом. Приближенно фактический коэффициент стоячей волны (КСВН) $\rho_{\text{факт}}$ предусилителя может быть записан в виде

$$\rho_{\text{факт}} = \frac{1 + \Gamma_{\text{ввых1}}^{1/2} \Gamma_{\text{вх2}}^{1/2} + (1 - \Gamma_{\text{ввых1}}^{1/2} \Gamma_{\text{вх2}}^{1/2}) \cdot 2 \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20} \Gamma_{\text{ввых2}}^{1/2} \Gamma_A^{1/2}}{1 - \Gamma_{\text{ввых1}}^{1/2} \Gamma_{\text{вх2}}^{1/2} - (1 - \Gamma_{\text{ввых1}}^{1/2} \Gamma_{\text{вх2}}^{1/2}) \cdot 2 \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20} \Gamma_{\text{ввых2}}^{1/2} \Gamma_A^{1/2}}, \quad (1)$$

где $\Gamma_{\text{ввых1}}$, $\Gamma_{\text{вх2}}$, $\Gamma_{\text{ввых2}}$, Γ_A – модули коэффициента отражения (по мощности) соответственно выхода предусилителя, входа и выхода выходного усилителя, антенны; K_y , α_Σ – коэффициент усиления и суммарные распределенные ВЧ-потери выходного усилителя.

С учетом малости произведения $\Gamma_{\text{ввых1}} \cdot \Gamma_{\text{вх2}}$ (в реальных схемах – от 10^{-3} до 10^{-2}) выражение (1) может быть приближенно записано в виде

$$\rho_{\text{факт}} = \frac{1 + \Gamma_{\text{ввых2}}^{1/2} \Gamma_A^{1/2} \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20}}{1 - \Gamma_{\text{ввых2}}^{1/2} \Gamma_A^{1/2} \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20}}. \quad (2)$$

Подставляя вместо модулей коэффициентов отражения соответствующие КСВН, получим

$$\rho_{\text{факт}} = \frac{1 + [(\rho_{\text{ввых2}} + 1)/(\rho_{\text{ввых2}} - 1)]^{1/2} [(\rho_A + 1)/(\rho_A - 1)]^{1/2} \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20}}{1 - [(\rho_{\text{ввых2}} + 1)/(\rho_{\text{ввых2}} - 1)]^{1/2} [(\rho_A + 1)/(\rho_A - 1)]^{1/2} \cdot 10^{(K_y - \alpha_\Sigma)/20}}. \quad (3)$$

Исходя из (3), несложно установить соответствие между фактическими и измеренными КСВН (рис. 2). Так, при величине $(K_y - \alpha_\Sigma)$ выходного каскада порядка 10 дБ КСВН нагрузки выходного каскада $\rho_H \sim 1.6$ преобразуется в КСВН, приближающийся по величине к бесконечности, что отнюдь не является результатом полного отражения в каком-либо из СВЧ-соединений схемы, а означает лишь то, что в предусилитель вернулась часть усиленной выходным усилителем и отраженной от общей СВЧ-нагрузки мощности, по уровню сравнимой с выходной мощностью входного каскада.

Естественно, что при работе в таких условиях устойчивость функционирования предусилителя снижается, что отражается и на устойчивости работы всего усилительного комплекса. Можно предположить, что если в таких

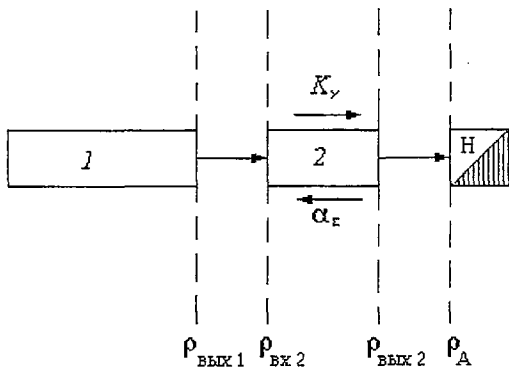


Рис. 1. Схематическое изображение простейшей усилительной цепочки, состоящей из предусилителя 1 с большим коэффициентом усиления и оконечной прозрачной ЛБВ 2, работающей на неидеально согласованную нагрузку Н

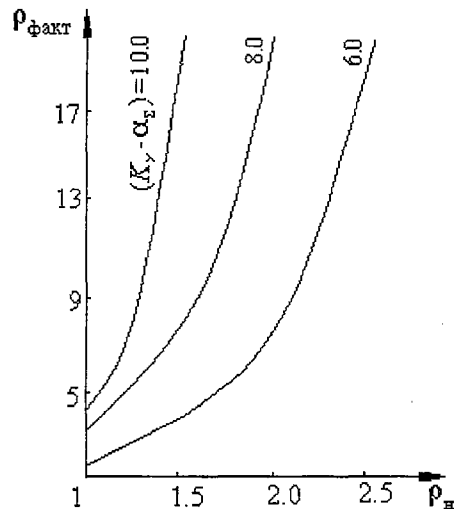


Рис. 2. Зависимость фактического КСВН нагрузки предусилителя от КСВН нагрузки усилительной цепочки ρ_H ($\rho_{\text{ввых1}} = \rho_{\text{вх2}} = \rho_{\text{ввых2}} = 1.3$) при различных значениях параметра $(K_y - \alpha_\Sigma)$

условиях самовозбуждения всей схемы в целом не наблюдается, что свидетельствует о невыполнении амплитудных условий генерации, то они, по крайней мере, достаточно близки к выполнению. В пользу этого свидетельствует и тот факт, что линейный коэффициент усиления, наиболее влияющий на склонность усилительных схем к самовозбуждению, увеличивается в соответствующих субгармоникам (половинной частоте усиливаемого сигнала – рис. 3) областях диапазона частот. В ЛБВ на низких частотах рабочего диапазона этому способствует уменьшение рассинхронизма электронного пучка с взаимодействующей с ним электромагнитной волной СВЧ. Это, в свою очередь, обусловлено снижением фазовой скорости волны в замедляющей системе (ЗС), типичным для ЗС в этих областях диапазона частот, и соответствующим уменьшением разницы скоростей электронов и волны. Все это в совокупности приводит к тому, что область за низкочастотным краем рабочего диапазона является наиболее потенциально опасной в плане возбуждения субгармоник с сопутствующим снижением эффективности взаимодействия на основном усиливаемом сигнале (см. рис. 3).

Однако изложенное выше не объясняет появления на выходе усилительной схемы субгармонических сигналов только при подаче на ее вход сигнала основной частоты. Объяснение этому факту, видимо, можно искать в природе бигармонического взаимодействия, наблюдаемого в широкополосных ЛБВ-усилителях.

Сущность этого явления [3] заключается в том, что в широкополосных (спиральных) ЗС ЛБВ в полосе частот от 2 до 3 октав скорости распространения СВЧ-сигналов достаточно близки (дисперсия фазовой скорости мала), и связь волны с пучком реализуется также в достаточно широком диапазоне частот. Вследствие этого для сигналов, являющихся второй (а иногда и третьей) гармоникой сигнала основной частоты (принадлежащего длинноволновому участку рабочего диапазона) также существуют удовлетворительные условия для взаимодействия с электронным пучком. Поэтому возникающие (за счет нелинейных эффектов взаимодействия основного сигнала с пучком) высшие гармоники электромагнитного поля также вступают в достаточно эффективное взаимодействие с высокочастотным током электронного пучка. При этом возможны ситуации [3], когда электронные сгустки, сгруппированные ВЧ-полем основной частоты, попадают в тормозящую фазу второй гармоники поля, отдают гармонической составляющей поля свою энергию (одновременно усиливая гармонический сигнал), теряют скорость и попадают в ускоряющую фазу поля основной частоты. В результате эффективность взаимодействия и выходная мощность ЛБВ на основной частоте существенно снижаются, а сигнал второй

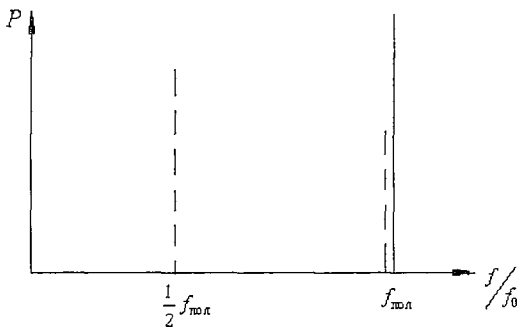


Рис. 3. Качественные характеристики паразитной генерации на первой субгармонике ($1/2f_{пол}$); сплошная линия соответствует работе на согласованную нагрузку (паразитная генерация отсутствует), штриховая линия – работе на неидеально согласованную нагрузку

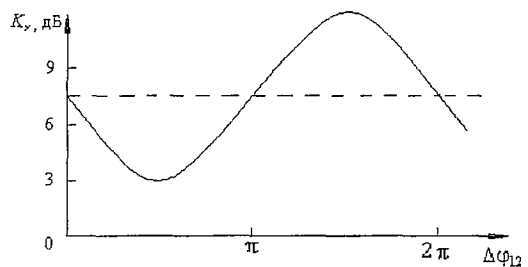


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления K_u выходной прозрачной ЛБВ на частоте субгармоники от фазового соотношения $\Delta\Phi_{12}$ субгармоники и полезного сигнала (сплошная линия); для сравнения приведен коэффициент усиления на этой частоте в режиме монохроматического усиления (штриховая линия)

гармоники в спектре выходного сигнала лампы достигает значительной величины, в отдельных случаях сравнимой с уровнем основного сигнала.

Принципиально возможна и противоположная ситуация, когда соответствующая фазировка электронных сгустков, сигналов первой и второй гармоники приводит к снижению эффективности взаимодействия гармонической сигнала с одновременным увеличением эффективности взаимодействия на сигнале основной частоты.

В рассматриваемом случае, видимо, имела место фазировка именно такого рода. При подаче на вход схемы полезного сигнала, являющегося для субгармонического сигнала второй временной гармоникой, фазовое соотношение между ними $-\Delta\varphi_{12} = \varphi_2 - 2\varphi_1$ (индекс означает номер гармоники) – было таково, что бигармоническое взаимодействие обеспечивало рост (по сравнению с монохроматическим режимом) коэффициента усиления субгармонического сигнала (рис. 4) и, как результат этого, приводило к выполнению амплитудных условий генерации на частоте субгармоники. В пользу предложенного объяснения физической природы данного эффекта говорит и тот факт, что к возбуждению субгармоник приводила подача на вход ЛБВ не любых сигналов, а лишь сигналов вполне определенных частот (на которых, видимо, и выполнялись фазовые условия бигармонического взаимодействия соответствующего типа). На других частотах, на которых указанные фазовые условия не выполнялись, эффект не наблюдался.

Количественный анализ описываемых явлений может быть проведен с помощью простых математических соотношений, полученных в работе [2]*, основанных на представлении усилительной цепочки в виде совокупности последовательно соединенных четырехполосников, каждый из которых характеризуется коэффициентами передачи в прямом и обратном направлениях, а их взаимное согласование модулями коэффициентов отражения на границах между ними (рис. 5).

Излагаемая концепция основана на последовательном продвижении по схеме, начиная с любого ее участка, в направлениях к началу и концу схемы. Так, например, для рассматриваемой усилительной цепочки анализ целесообразно начать с выходного участка предусилителя, записав условие устойчивой работы усилительной схемы в виде

$$\rightarrow \leftarrow$$

$$r_{\Sigma} K_{\Pi} K_{\Pi} r_{\Sigma 1} < 1, \quad (4)$$

где \vec{K}_{Π} , $\overset{\leftarrow}{K}_{\Pi}$ – коэффициенты передачи прилегающей к локальному ВЧ-поглотителю выходной секции предусилителя в прямом и обратном направлениях; r_{Π} – модуль коэффициента отражения упомянутого ВЧ-поглотителя; $r_{\Sigma 1}$ – суммарный модуль коэффициентов отражения всех элементов схемы, находящихся правее выходной секции предусилителя (от плоскости r_1).

Проследив путь проходящих и отраженных сигналов, несложно, даже с учетом многократных (бесконечного

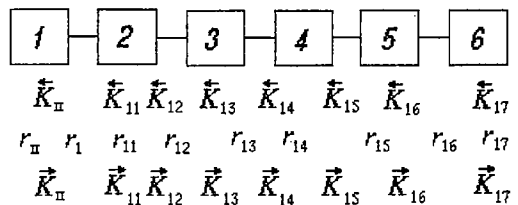


Рис. 5. Схематическое изображение усилительной цепочки в виде системы связанных четырехполосников, характеризующихся коэффициентами передачи K в двух направлениях и коэффициентами отражения на границах (модуль r): 1 – выходная секция предусилителя; 2, 4 – соединительные СВЧ-тракты; 3 – развязывающее устройство; 5 – выходной усилитель; 6 – выходной тракт, заканчивающийся неидеально согласованной СВЧ-нагрузкой

* В более общем виде методика анализа устойчивости сложных усилительных схем была предложена Г.Г.Моносовым [4]; в настоящей же работе автор использует свои подходы, на основе которых проводился анализ устойчивости и поиск путей ее обеспечения при работе конкретных усилительных цепочек дециметрового и сантиметрового диапазонов [2].

множества) отражений, перейти от r_1 к следующей отражательной плоскости r_{11} (от $r_{\Sigma 1}$ к $r_{\Sigma 11}$)

$$r_{\Sigma 1} = r_1 + (1-r_1)^2 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11} + (1-r_1)^2 r_1 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11}^2 \overleftarrow{K}_{11}^2 + \dots$$

$$\dots + (1-r_1)^2 r_1^{n+1} r_{\Sigma 11}^{n+1} \vec{K}_{11}^{2n+2} \overleftarrow{K}_{11}^{2n+2} + \dots \quad (5)$$

Поскольку в (5) правая часть представляет собой бесконечную сумму членов геометрической прогрессии, это выражение можно переписать в виде

$$r_{\Sigma 1} = (r_1 + r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11} - 2r_1 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11}) / (1 - r_1 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11}). \quad (6)$$

Осуществляя и далее аналогичные переходы от одной отражающей плоскости к следующей, и т.д., получим систему, совместно с (4) полностью описывающую устойчивость схемы

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{\Sigma 1} = (r_1 + r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11} - 2r_1 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11}) / (1 - r_1 r_{\Sigma 11} \vec{K}_{11} \overleftarrow{K}_{11}), \\ r_{\Sigma 11} = (r_{11} + r_{\Sigma 12} \vec{K}_{12} \overleftarrow{K}_{12} - 2r_{11} r_{\Sigma 12} \vec{K}_{12} \overleftarrow{K}_{12}) / (1 - r_{11} r_{\Sigma 12} \vec{K}_{12} \overleftarrow{K}_{12}), \\ \dots \\ r_{\Sigma 15} = (r_{15} + r_{\Sigma 16} \vec{K}_{16} \overleftarrow{K}_{16} - 2r_{15} r_{\Sigma 16} \vec{K}_{16} \overleftarrow{K}_{16}) / (1 - r_{15} r_{\Sigma 16} \vec{K}_{16} \overleftarrow{K}_{16}), \\ r_{\Sigma 16} = (r_{16} + r_{\Sigma 17} \vec{K}_{17} \overleftarrow{K}_{17} - 2r_{16} r_{\Sigma 17} \vec{K}_{17} \overleftarrow{K}_{17}) / (1 - r_{16} r_{\Sigma 17} \vec{K}_{17} \overleftarrow{K}_{17}). \end{array} \right. \quad (7)$$

По соотношениям (7) может проводиться, в частности, и анализ возбуждения на субгармонике; амплитудная характеристика субгармонического сигнала должна быть при этом рассчитана [3] с учетом реального бигармонического взаимодействия (см. рис. 4); рекомендуется достаточно подробно (с малой дискретностью) варьировать величину $\Delta\phi_{12}$.

Близкие по физической природе процессы, приводящие к возбуждению субгармоник усиливаемого сигнала и снижению КПД на его частоте, имели место и в коротковолновых широкополосных моноусилителях, нагрузкой которых служили волноводные тракты с ярко выраженной волноводной отсечкой вблизи длинноволнового края рабочего диапазона.

2. Возможные пути снижения склонности усилительных схем к возбуждению на субгармониках

Решение задачи подавления возбуждения на субгармониках строилось на сделанных ранее выводах и имело общую направленность на минимизацию величины линейного коэффициента усиления в областях частот, потенциально опасных в плане возбуждения субгармонических и других паразитных колебаний.

В качестве наиболее эффективного из предложенных решений можно считать метод, основанный на сочетании аномальной амплитудной характеристики усилителя и аномальной дисперсионной характеристики его замедляющей системы [5] и реализуемый, как правило, в мощных выходных каскадах усилительных схем.

Физическая природа лежащих в основе этого метода подходов сводится к реализации существенно нелинейного взаимодействия в мощных ЛБВ-усилителях. Известно [6], что чем больше рассинхронизм в ЛБВ (превышение начальной скорости электронов над скоростью распространения электромагнитной волны в ЗС), чем больше снизится скорость электронов в процессе «торможения» их ВЧ-полем, тем большей эффективности взаимодействия можно добиться. При этом существует единственное ограничение – сгруппированные ВЧ-полем «быстрые» электронные сгустки не должны «обогнать» волну и «перескочить» из тормозящей фазы поля в ускоряющую. Опасность этого тем меньше, чем выше мощность

входного сигнала ЛБВ. Таким образом, с ростом входного сигнала возможен и энергетически выгоден уход в режим больших рассинхронизмов пучка и волны, количественно задаваемых величиной параметра несинхронности b , пропорциональной разности скоростей электронов и волны ($v_e - v_\phi$), нормированной на величину начальной скорости электронов v_0 .

Указанный подход может быть реализован именно в мощных выходных усилителях [7] с относительно малыми коэффициентами усиления (8÷10 дБ). При свойственных этим лампам больших входных сигналах имеет место быстрый и «жесткий» захват электронного сгустка [7] полем большой амплитуды. Это позволяет резко увеличить рассинхронизм между волной и электронным пучком, что, собственно, и лежит в основе высоких энергетических характеристик этих приборов. Однако при снижении уровня входного сигнала и уходе от режима жесткого захвата сгустка сохранение больших параметров несинхронности ($2.0 \leq b \leq 3.5$) приведет, в соответствии с изложенным выше, к тому, что не отдавший еще сколь-либо значительной энергии волне сгусток «обгонит» тормозящую фазу поля, «попадет» в ускоряющую фазу, в результате чего будет иметь место прямо противоположный энергообмен — от волны к пучку. В итоге резко ухудшаются энергетические характеристики, в том числе будет иметь место значительное уменьшение коэффициента усиления. Это явление на языке технических характеристик называется «жесткой» или аномальной амплитудной характеристикой.

Такая характеристика может быть использована для принципиального решения задачи обеспечения устойчивости работы усилителя и усилительной цепочки в целом. Процесс установления любого типа паразитной генерации в усилителе либо усилительной схеме начинает всегда развиваться с уровня флуктуаций, уровня самых слабых сигналов. Если на этом уровне (для определенного диапазона входных сигналов) амплитудные условия генерации ни на одной из частот, ни в каком из режимов не выполняются, можно быть уверенным, что генерация не возникнет и на более высоком уровне, для которого математически эти условия выполняются.

Рассмотрим конкретные зависимости коэффициента усиления типичной прозрачной ЛБВ от величины параметра несинхронности (рис. 6). Из представленных на нем кривых видно, что в зоне параметров несинхронности $1.5 \leq b \leq 2.5$ наблюдается значительный спад коэффициента усиления на малых и средних сигналах ($P_{ВЧ} = 10^{-4} P_{ном}$; $10^{-2} P_{ном}$), а на номинальных рабочих сигналах ($P_{ВЧ} = P_{ном}$) коэффициент усиления продолжает нарастать. При дальнейшем увеличении рассинхронизма ($2.5 \leq b \leq 3.0$) коэффициент усиления больших сигналов практически не изменяется, а для малых (и средних) сигналов практически K_u , дБ

обращается в нуль. И, наконец, в зоне $3.0 \leq b \leq 4.0$ наблюдается постепенный спад коэффициента усиления номинальных рабочих сигналов. Все это позволяет однозначно выбрать оптимальные в плане устойчивости значения параметра несинхронности (ускоряющего напряжения ЛБВ), при которых сколь-либо заметное ухудшение энергетических характеристик еще не наступает.

Однако здесь возникает естественный вопрос о возможности реализации требуемых значений в каждой точке рабочего диапазона и на потенциально опасных, в плане возбуждения, частотах за его границами. Результаты расчета реально получаемых (при

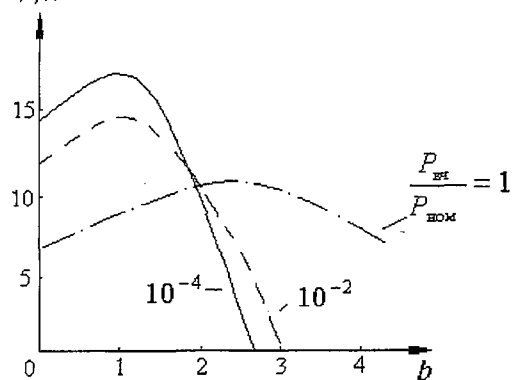


Рис. 6. Зависимость коэффициентов усиления в прозрачной ЛБВ сигналов разного уровня мощности $P_{ВЧ}$ (нормировка на номинальную рабочую мощность входного сигнала $P_{ном}$) от величины параметра несинхронности b

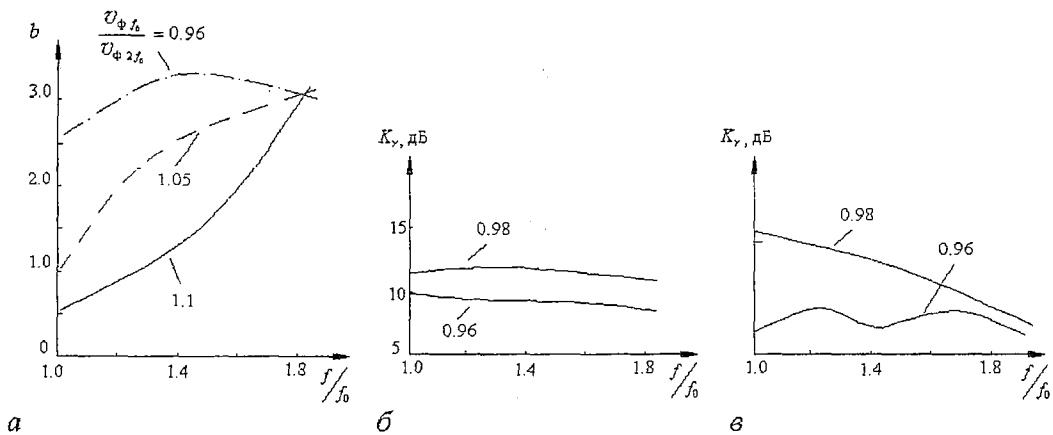


Рис. 7. Частотные зависимости параметра несинхронности b для нескольких значений дисперсии $v_{\Phi f_0}/v_{\Phi 2f_0}=0.96, 1.05, 1.1$ (а); частотные зависимости коэффициента усиления больших (б) и малых $P_{вч}/P_{ном}(\theta)$ сигналов в прозрачной ЛБВ для двух вариантов дисперсии ее ЗС: $v_{\Phi f_0}/v_{\Phi 2f_0}=0.96, 0.98$

различных дисперсионных характеристиках ЗС прозрачной ЛБВ) частотных зависимостей параметра несинхронности представлены кривыми рис. 7, а. Видно, что постоянство параметра несинхронности во всем рабочем диапазоне частот и за его длинноволновой границей может быть обеспечено при небольшой аномальной дисперсии ЗС рассматриваемой ЛБВ. При этом обеспечивается постоянство коэффициентов усиления во всем диапазоне частот, как в номинальном режиме (рис. 7, б), так и в режиме малых выходных сигналов (рис. 7, в).

В качестве другого возможного подхода к решению этой задачи, пригодного для реализации как в прозрачных выходных каскадах усилительных цепочек, так и в моноусилителях, является описанный в [2,8] прием, основанный на синтезе в усилителе селективного (частотно-зависимого) локального ВЧ-поглотителя, характеризующегося крутым ростом локализованных ВЧ-потерь в длинноволновых областях рабочего диапазона и за его длинноволновой границей. В [2,8] эта задача решается согласованием конфигурации поглощающего покрытия с изменяющейся по частоте структурой высокочастотного поля в ЗС усилителя.

Заключение

Обнаруженный и объясненный в настоящей работе эффект возбуждения субгармоник (в первую очередь половинной частоты усиливаемого сигнала) приводит к весьма нежелательным последствиям для работы усилителей и усилительных схем. Анализ причин развития этих физических процессов, понимание природы их возникновения, с одной стороны, позволило найти эффективные средства борьбы с этими явлениями, а с другой, создало предпосылки для поиска иных, возможно, еще более эффективных методов повышения устойчивости усилителей.

Библиографический список

1. Ильина Е.М., Калинин Ю.А., Кац А.М. и др. Улучшение параметров усилительной цепочки, состоящей из входной ЛБВ с большим усилением и выходной ЛБВ без поглотителя с малым усилением // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1974. Вып. 8. С.34.
2. Гаврилов М.В., Явчуновский В.Я., Якунин А.Н. Поиск компромиссных решений при проектировании и разработке современных ЛБВ // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике (8-я зимняя школа-семинар инженеров). Кн. 3. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1989. 152 с.

3. Кудряшов В.П. Оптимизация выходных параметров широкополосных ЛБВ // Лекции по электронике СВЧ (3-я зимняя школа-семинар инженеров). Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1974. Кн. 3. С.70.

4. Моносов Г.Г. Анализ условий самовозбуждения усилительной цепочки // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. 1987. Вып. 3 (397) с.16.

5. А.с. 1200754 СССР, МКИ НОIj 25/34. Способ усиления электромагнитного сигнала СВЧ диапазона / В.Я. Явчуновский, С.М. Бондаренко, А.М. Кононов, А.В. Уполовнев (СССР) // Открытия. Изобретения. Оpubл. 22.08.85, № 3734410 /24-21.

6. Шевчик В.Н, Трубецков Д.И. Аналитические методы расчета в электронике СВЧ. М.: Сов.радио, 1970. С.584.

7. Винокурова Т.В., Перекупко В.А. Исследование ЛБВ, «прозрачных» для СВЧ сигналов//Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. 1974. Вып. 1. С.12.

8. А.с. 1438516 СССР, МКИ НОIj 23/087. Мощный СВЧ прибор О-типа/ В.Я. Явчуновский, А.В. Уполовнев, Д.Г. Щелканов, А.Г. Гехтерис, С.М. Орлов, С.М. Бондаренко, А.В. Перельгин (СССР) // Открытия. Изобретения. Оpubл. 15.07.88, № 4147685.

Корпорация «Диполь», Саратов

Поступила в редакцию 27.04.2000
после доработки 12.05.2000

INVESTIGATION OF PHYSICS OF MAIN SIGNAL SUBHARMONICS GENERATION IN WIDE-BAND MICROWAVE AMPLIFIERS

V.Y. Yavchunovsky

The effect of subharmonic generation in a wide-band amplifier (amplifying schemes) is discovered and explored when microwave signal of main frequency is fed to the amplifier input. It is determined that main reason of this effect is the specificity of beharmonical interaction in such schemes. The effective methods are found to provide stable operation of wide-band amplifiers of microwave signals and amplifying schemes.



Явчуновский Виктор Яковлевич родился в 1949 году. Окончил физический факультет Саратовского государственного университета (1971), защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук (1978) по специальности радиофизика. Область научных интересов – вопросы устойчивости сложных схем, проблемы проектирования электронных приборов и радиоэлектронного оборудования. Автор 127 научных работ, в том числе 2 монографий, 24 авторских свидетельств и патентов на изобретения.