УДК 621.396

АНАЛИЗ РАБОТЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА РАССОГЛАСОВАННУЮ НАГРУЗКУ

В.Л. Муравченко, с.н.с. 24 ЦНИИ МО РФ, к.т.н.; (911) 973-69-42

Ключевые слова: *усилитель широкополосный, согласование, КПД, КБВ.*

Введение. Внедрение в практику радиолиний с адаптацией по частоте потребовало уменьшения времени перестройки радиопередатчиков. Это стало серьезной проблемой для радиопередатчиков большой мощности из-за трудности реализации сокращения времени перестройки их антенно-согласующих устройств (АнСУ), использующих механические коммутационные элементы с относительно большим временем переключения, а также механически настраиваемые элементы АнСУ. Проблема в некоторых случаях решается за счет исключения АнСУ из передающего тракта при работе в адаптивном режиме.

Для ослабления паразитного излучения на высших гармониках в широкополосных усилителях используются октавные фильтры, представляющие собой фильтры-дуплексеры (включенные параллельно по входу ФНЧ и ФВЧ) [1], к выходу ФВЧ которого подключен балластный резистор рассеивающий энергию этих гармоник. Нагрузка усилителя подключается к выходу ФНЧ. Отсутствие АнСУ приводит к рассогласованию нагрузки широкополосного усилителя. Анализ работы такого усилителя должен учитывать наличие дуплексера на его выходе.

В литературе отсутствует сравнительный анализ работы широкополосных усилителей различных типов с дуплексерами, отличающихся режимами усиления, при рассогласованной нагрузке. Под режимами усиления здесь понимается традиционное усиление импульсов косинусоидальной формы (гармонический сигнал с углом отсечки 90°), ключевой режим усиления и усиление плоского импульса [2, 3] — импульса косинусоидальной формы, ограниченного сверху на уровне 60°. Представленный ниже материал посвящен решению указанной выше проблемы.

Усиление косинусоидальных импульсов. Усилитель косинусоидальных импульсов при работе на рассогласованную нагрузку отдает различную мощность при одном и том же значении КБВ. Это зависит от соотношения фаз падающих и отраженных волн на коллекторах (анодах) усилительных элементов. Усилительный элемент может оказаться в одном из трех возможных режимов усиления: перенапряженном, когда падающая и отраженная волны складываются в фазе; недонапряженном, когда падающая и отраженная волны складываются в противофазе; граничном, когда суммарная амплитуда напряжения падающей и отраженной волн равна амплитуде напряжения падающей волны в согласованном режиме. В последнем случае амплитуда импульса тока также будет равна амплитуде в режиме согласования. Необходимым условием последнего случая является равенство модуля комплексного сопротивления нагрузки величине согласованного активного сопротивления $R_с$ [4]. Аналитическое выражение этого условия :

$$\sqrt{R_н^2 + X_н^2} = R_с, \qquad (1)$$

где $R_н$, $X_н$ — активная и реактивная составляющие комплексной нагрузки усилителя.

Как показано в [4], максимальную мощность усилительный элемент при рассогласовании отдает в нагрузку при выполнении условия (1), а минимальную — в недонапряженном режиме. Рассмотрим два этих режима, определяющих разброс значений мощности в нагрузке при фиксированном КБВ.

Для указанных режимов примем допущение, что форма импульса тока не меняется. Допущение правомерно поскольку в недонапряженном режиме рассматривается худший случай, когда нагрузка активная и минимальная, а выходная характеристика усилительного элемента параллельна оси напряжений на коллекторе (аноде). В граничном режиме, отвечающем условию (1), амплитуда импульса тока усилительного элемента, как отмечено выше, сохраняется равной амплитуде согласованного режима, а принятое допущение соответствует теоретическому максимуму выходной мощности. Согласованное сопротивление балласта на выходе ФВЧ равно согласованному сопротивлению нагрузки $R_с$ на выходе ФНЧ.

С учетом вышесказанного минимальная мощность в нагрузке P_{min} определяется соотношением:

$$P_{min} = 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_с K = 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_с \frac{1-p}{1+p} = P_с \frac{1-p}{1+p}, \qquad (2)$$

где $\alpha_1 = 0{,}5$ — коэффициент первой гармоники; $P_с$ – мощность в согласованной нагрузке; I_m — амплитуда импульса тока усилительного элемента; K — КБВ нагрузки; p — модуль коэффициента отражения от нагрузки; $R_с K = R_н$ — минимальное активное сопротивление нагрузки при заданном КБВ [5].

Мощность высших гармоник $P_г$, рассеиваемых в балластном резисторе, определяется соотношением:

$$P_г = 0{,}5\alpha_г^2 I_m^2 R_с, \qquad (3)$$

где $\alpha_г$ — коэффициент высших гармоник.

Величина $\alpha_г$ находится из известного соотношения [6] мощностей всей совокупности высших гармоник (второй и более) и мощности первой для импульсов косинусоидальной формы: $P_г / P_1 = 0{,}2$. Отсюда

$$0{,}5\alpha_г^2 I_m^2 R_с = 0{,}2 \times 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_с,$$

где $\alpha_г = \alpha_1\sqrt{0{,}2} = \alpha_1\sqrt{\frac{P_г}{P_1}} = 0{,}224.$

КПД усилителя в этом режиме минимально и определяется соотношением:

$$КПД_{min} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0{,}5\alpha_1^2 I_m E(1-k)K}{\alpha_0 I_m E(1-\alpha_0)} = \frac{0{,}5\alpha_1^2(1-k)K}{\alpha_0(1-\alpha_0)}, \qquad (4)$$

где $k = e/E$ — коэффициент насыщения; e — напряжение насыщения.

Как видно из (4), $КПД_{min}$ прямо пропорционально зависит от КБВ.

С учетом [4] выявляется зависимость величины P_{max} от КБВ:

$$P_{\max} = 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_c \frac{2K}{1+K^2} = \\ = 0{,}5\alpha_1^2 I_m \frac{E(1-k)}{1-\alpha_0}\frac{2K}{1+K^2} = P_c \frac{1-p^2}{1+p^2}. \quad (5)$$

С учетом (5)

$$\text{КПД}_{\max} = \frac{P_{\max}}{P_0} = \frac{0{,}5\alpha_1^2(1-k)}{\alpha_0(1-\alpha_0)} \cdot \frac{2K}{1+K^2}.$$

Ключевой режим усиления. При принятом ранее допущении, что, в рассматриваемых случаях с различными формами импульсов тока, при минимальной и максимальной отдаче мощности усилительным элементом форма импульса тока не меняется (в данном случае — прямоугольная), все выведенные выше соотношения для энергетического расчета усилителя остаются без изменений. При этом изменяются значения коэффициентов α ($\alpha_1 = 2/\pi$, $\alpha_0 = 0{,}5$). Коэффициент $\alpha_г$ определяется аналогично предыдущему случаю по известному соотношению [6] для этого режима: $P_г/P_1 = 0{,}234$; $\alpha_г = \alpha_1\sqrt{0{,}234} = 0{,}308$.

Режим усиления плоского импульса. Такие импульсы имеют наилучшее (минимальное) отношение мощности высших гармоник к мощности первой по сравнению с рассмотренными выше. Отношение этих мощностей, а также значения коэффициентов α для плоского импульса легко определяются по известным [3, 7] формулам:

$$\alpha_0 = \frac{1}{\pi}\left(\frac{1-\sin\theta}{\cos\theta} + \theta\right),$$

$$\alpha_1 = \frac{2}{\pi}\left(\frac{\pi}{4\cos\theta} - \frac{\theta}{2\cos\theta} + \frac{\sin\theta}{2}\right),$$

$$a_г = \sqrt{\frac{p-2\theta}{2p\cos^2\theta} + \frac{2\theta - \text{tg}\theta}{p} - a_1^2 - 2a_0^2},$$

где θ — угол отсечки сверху косинуоидального импульса.

При $\theta = \frac{\pi}{3}$ (60°) будем иметь: $\alpha_0 = 0{,}419$, $\alpha_1 = 0{,}609$, $\alpha_г = 0{,}25$.

$$\frac{P_г}{P_1} = \left(\frac{\alpha_г}{\alpha_1}\right)^2 = 0{,}17.$$

Как видим, это отношение меньше, чем в предыдущих случаях.

Сравнительный анализ. На основании предложенных выше соотношений построены графики (рис. 1, 2) зависимости величин $P_{\min}$, $P_{\max}$, $\text{КПД}_{\min}$, $\text{КПД}_{\max}$ от КБВ для различных режимов усиления (*1* — ключевой режим; *2* — режим плоского импульса; *3* — режим косинусоидального импульса). Величины мощностей на графиках нормированы к $P_{\max}$, соответствующей ключевому режиму усиления, при этом величины I_m, E, k постоянны и $k = 0{,}1$, что близко к практике.

Из графиков видно, что при использовании однотипных усилительных элементов преимущество ключевого режима усиления по сравнению с усилением импульсов косинусоидальной формы по мощности реализуется при всех значениях КБВ, по КПД — при КБВ ≥ 0,6. Это верхняя точка пересечения областей разброса значений мощности в нагрузке усилителей обоих типов. Преимущество ключевого режима усиления по сравнению с усилением плоского импульса по мощности реализуется при КБВ ≥ 0,75, по

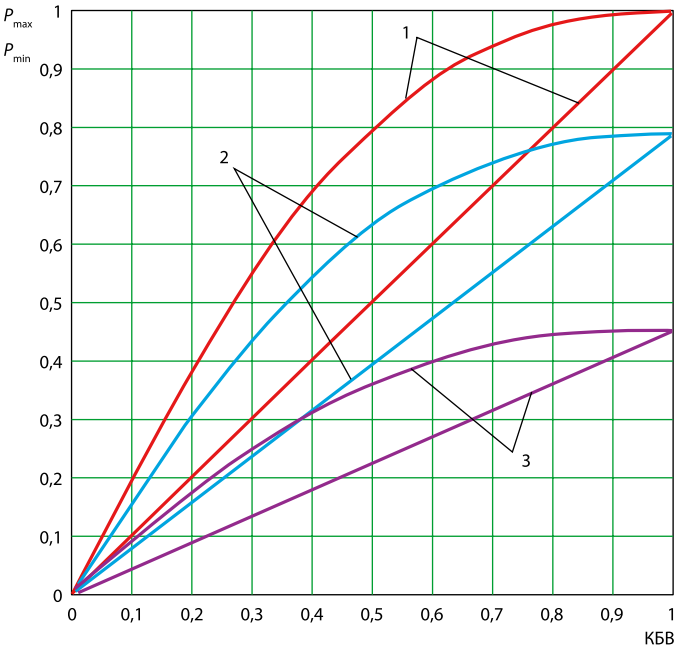

Рис. 1

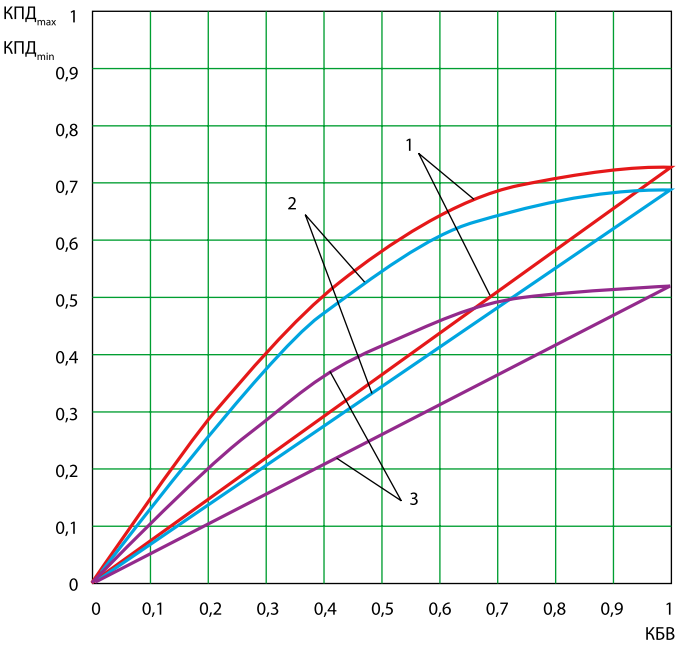

Рис. 2

КПД — при КБВ ≥ 0,85. Как видим, усилитель плоских импульсов занимает промежуточное положение между двумя другими рассмотренными здесь, немного уступая ключевому, но предъявляя менее высокие требования к граничной частоте усиления по сравнению с требованиями ключевого режима [2].

Следует отметить, что при нормировании к величинам $P_{\max}$, соответствующим косинусоидальному, ключевому и сигналу — плоский импульс (в отличие от предыдущего случая нормирования к максимальной мощности ключевого усилителя), все графики совпадают, так как в исследуемых зависимостях будет учитываться только величины p_1 и p_2 не зависящие от типов усилителей.

При анализе работы широкополосных радиопередатчиков необходимо также иметь в виду, что существенное влияние на уровень мощности в нагрузке оказывает электрическая дли-

на фидера. Коэффициент передачи по мощности ВЧ тракта N может быть оценен соотношением [8]:

$$N = \frac{\left(1-p_1^2\right)\left(1-p_2^2\right)}{1-2p_1p_2\cos\varphi + p_1^2p_2^2},$$

где p_1, p_2 — модули коэффициентов отражений выхода радиопередатчика и нагрузки на конце фидера соответственно; $\varphi = 2\beta l + \theta$ (β — постоянная фазы фидера. l — физическая длина фидера, θ — фазовая задержка выходной цепи радиопередатчика).

Следует иметь в виду, что при диапазоне усилителя, превышающем октаву, в дуплексере используются переключаемые фильтры подавления высших гармоник с меньшим коэффициентом перекрытия по частоте относительно усилителя, и в этом случае КБВ дуплексера на практике, как правило, выше КБВ усилителя. При этом условии неоднородность p_1 соответствует стыку «усилитель-дуплексер» и φ должна быть увеличена на величину фазовой задержки звеньями фильтра дуплексера.

Величина N принимает минимальное значение при $\cos\varphi = -1$ и максимальное при $\cos\varphi = 1$.

С учетом влияния электрической длины передающего тракта минимальное и максимальное значения мощности в нагрузке определяются выражениями:

$$P_{\min} = 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_c \frac{1-p_1}{1+p_1} N_{\min} = P_c \frac{1-p_1}{1+p_1} N_{\min}; \quad (6)$$

$$P_{\max} = 0{,}5\alpha_1^2 I_m^2 R_c \frac{1-p_{1э}^2}{1+p_{1э}^2} N_{\max} = P_c \frac{1-p_{1э}^2}{1+p_{1э}^2} N_{\max}, \quad (7)$$

где $p_{1э}$ — максимальный в диапазоне рабочих частот эквивалентный коэффициент отражения от неоднородности в выходной цепи радиопередатчика, соответствующий максимальному значению коэффициента передачи по мощности.

Величина p_1, используемая в (6), определяется из условия $p_2 = 0$, а $P_{\min}$ — экспериментально в рабочем диапазоне при согласованной нагрузке. В этом случае

$$P_{\min} = P_c \frac{1-p_1}{1+p_1}\cdot\left(1-p_1^2\right) = P_c\left(1-p_1\right)^2;$$

$$p_1 = 1-\sqrt{\frac{P_{\min}}{P_c}}.$$

Величина $p_{1э}$, в (7) определяется из условия:

$$P_c p_{1э}^2 = P_c\left(1-N_{\max}\right). \quad (8)$$

В качестве иллюстрации влияния электрической длины фидера на величины максимальных и минимальных мощностей в нагрузке в зависимости от КБВ по формулам (6) и (7) рассчитаны и построены графики (рис. 3, кривые *2*) их нормированных к P_c значений при условии изменения в диапазоне рабочих частот p_1 от 0,33 до 0 (КБВ = 0,5...1) и p_2 от 1 до 0 (КБВ = 0...1). На рис. 3 представлены также рассчитанные по (2) и (5) графики максимальной и минимальной мощности в нагрузке при отсутствии фидера (кривые *1*).

При расчете максимально возможных значений мощности учитывалось, что в диапазоне рабочих частот существует вероятность равенства $p_1 = p_2$ в интервале изменений p_2 от 0 до

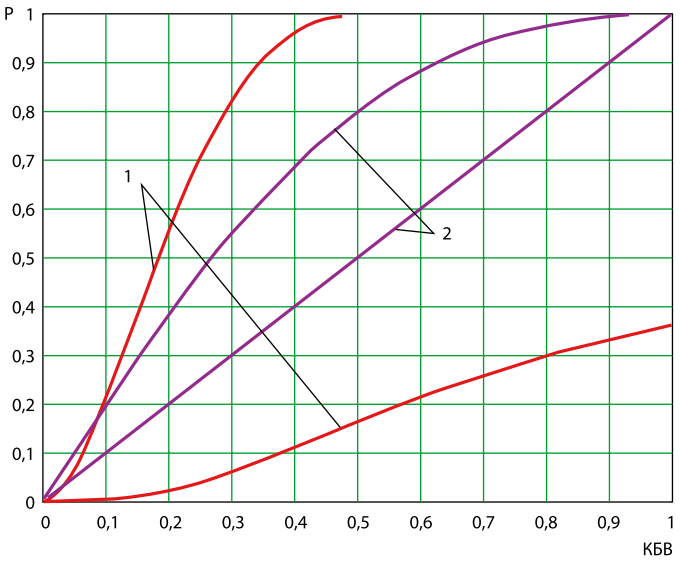

Рис. 3

0,33. В этом случае $N_{\max} = 1$, $P_{\max} = P_c$ (нормированное значение равно 1), что и отображено на графике равенством $P_{\max} = 1$ на интервале КБВ = 0,5...1.

На графике хорошо видно существенное влияние электрической длины фидера на мощность в нагрузке. Особенно велико это влияние при малых значениях КБВ. Так, при КБВ = 0,05 мощность в нагрузке может быть увеличена в 2 раза. Возможность практического использования этого эффекта для увеличения выходной мощности широкополосных радиопередатчиков отражена в [9, 10].

Таким образом, представленная методика позволяет получить теоретическую оценку величины разброса значений мощности в рассогласованной нагрузке при работе широкополосных радиопередатчиков с различной формой усиливаемых сигналов, имеющих дуплексеры и нагрузку, подключаемую через ВЧ фидер.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Каганов В.И.** Транзисторные радиопередатчики. — М.: Энергия, 1976.
2. **Муравченко В.Л.** Использование плоского импульса в широкополосных усилителях мощности // Радиотехника. — 2003. — № 4.
3. **Муравченко В.Л.** Способ снижения паразитного излучения корабельных радиопередатчиков // Судостроение. — 2004. — № 3.
4. **Корчагин Ю.В.** Анализ работы полосового усилителя на рассогласованную нагрузку // Радиотехника. — 1989. — № 1.
5. **Атабеков Г.И.** Теоретические основы электротехники. Ч. 1. — М.: Энергия, 1970
6. **Муравченко В.Л.** Энергетическая оценка спектров некоторых импульсов // Радиотехника. — 2000. — № 11.
7. Патент № 2 266 611 (РФ). Способ снижения паразитного излучения широкополосных радиопередатчиков / В.Л. Муравченко, А.А. Катанович, А.Ю. Еркин, Д.Ю. Барабанов.
8. **Муравченко В.Л.** Возможности фазовой подстройки корабельных широкополосных радиопередатчиков // Судостроение. — 2005. — № 4.
9. Патент № 65 701 (РФ). Устройство согласования радиопередатчика с антенной / В.Н. Елисеев, Ю.Г. Передин, В.Л. Муравченко, Н.В. Хотулева.
10. Патент № 60 817 (РФ). Полосовой согласующий фильтр / В.Л. Муравченко, А.А. Катанович, Н.В. Хотулева, А.Ю.Еркин.

Получено 11.01.08