

УЧЕТ АМПЛИТУДНЫХ И ФАЗОВЫХ ОШИБОК В СХЕМАХ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Козлов Е.Ю., Нефедов В.И.

Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики
(технический университет)

На сегодняшний день известно большое количество схем линеаризации характеристик РЧ-усилителей. Выбор подходящей схемы продиктован требованиями к допустимому уровню интермодуляционных искажений (ИМИ) в выходном спектре усиленного сигнала. Основные задачи подобных схем: минимизация сгенерированных нелинейных искажений при преобразовании частоты, а также минимизация искажений, возникающих в самом усилителе при работе с многочастотным сигналом. На практике довольно сложно выбрать какую-то одну схему корректора, потому что различные схемы предлагают оптимизацию по различным показателям, таким как: полоса пропускания канала, требуемая эффективность подавления ИМИ и т.п. В настоящее время разрабатываются следующие системы коррекции характеристик усилителей систем связи:

- системы адаптивного широкополосного предискажения;
- системы с подавлением и восстановлением несущей;
- системы линейного усиления с использованием нелинейных компонентов;
- системы с прямой связью.

Системы адаптивного широкополосного предискажения широко применяются в радиопередающей аппаратуре. При этом перед усилителем включается корректор, содержащий электронно-управляемые аттенуатор и фазовращатель, который вносит предискажение, для того, чтобы линеаризовать АХ и ФАХ системы «корректор - нелинейный усилитель».

В системах, в которых осуществляется цифровая модуляция (в частности - QPSK), находят применение схемы, отслеживающие изменения не амплитуды и фазы, а изменения синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих. К преимуществам подобных схем можно отнести то, что в процесс линеаризации оказывается включенным не только выходной усилитель, но и предварительный усилитель и преобразователь частоты. Исходя из этого, можно говорить о линеаризации не только выходного усилителя, но и о линеаризации практически всего передатчика. К недостаткам подобной системы стоит отнести задержку при прохождении сигналом петли обратной связи. Наряду с этим, минимизация нелинейных искажений в передатчике сильно связана с полосой пропускания, в которой может корректно работать петля обратной связи. Обычно, применяя на практике подобную схему, высокую степень подавления ИМИ в выходном спектре можно обеспечить для одной несущей частоты или для нескольких рядом стоящих частотно-разделенных каналов связи. Практические схемы с применением синфазно-квадратурных петель обратной связи были построены для частот от 150 МГц до 1,8 ГГц. При этом были достигнуты уровни подавления ИМИ 3-го порядка от 25 дБ до 45 дБ.

Структурная схема системы с подавлением и восстановлением несущих показана на рис.1. Теоретически, данные схемы могут иметь 100% КПД по преобразованию постоянного тока в РЧ при любых уровнях огибающей модулирующего сигнала. Это объясняется тем, что на вход РЧ-усилителя подается сигнал с постоянной амплитудой. Следовательно, решается одна из основных проблем, обусловленная нелинейностью АХ усилителя.

Системы линейного усиления с использованием нелинейных компонентов представляют собой схемы, построенные с применением методов линейного усиления, включающие синтезаторы радиочастоты. Под этим подразумевается, что «линейный» спектр возникает только на выходе передатчика. При этом все нелинейные процессы внутри самого усилителя остаются неизменными.

Для линеаризации современных мощных усилителей базовых станций сотовой связи (в частности, стандарта CDMA), в настоящее время разрабатываются схемы корректоров с прямой связью. Структурная схема корректора с прямой связью представлена на рис. 2. В первой петле происходит подавление несущей, выделение ИМИ и инвертирование их по фазе, а во второй петле – линейное усиление ИМИ, после чего происходит подавление ИМИ в выходном спектре.

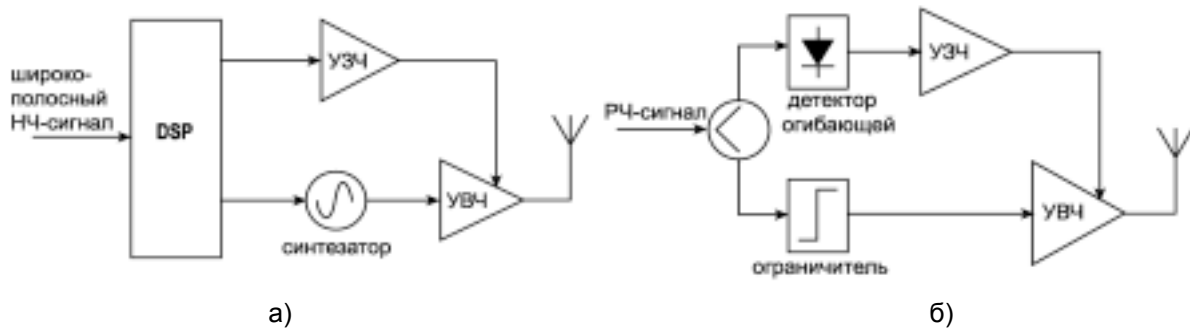


Рис.1. Структурные схемы систем с подавлением и восстановлением несущих:
 а – линейризирующей весь передатчик;
 б – линейризирующей выходной усилитель мощности.

Основной проблемой корректоров с прямой связью является снижение КПД за счет суммирования сигналов на выходе усилителя. Повысить КПД подобных систем возможно, применив несимметричные сумматоры на связанных линиях. При этом в балластной нагрузке рассеивается не половина мощности несущих (как в 3 дБ направленном ответвителе), а около 1/10 части. Кроме того данное конструкторское решение позволяет применить балластные сопротивления, рассчитанные на меньшую мощность. Однако помимо этого необходимо учитывать амплитудные и фазовые ошибки, возникающие при сложении сигналов на выходе усилителя.

Допустим, у нас имеется сумматор, на который поступают два сигнала с одинаковой частотой, но с разными амплитудами и фазами.

$$U_1 = A_1 \cos \omega t \quad (1)$$

$$U_2 = A_2 \cos(\omega t + \varphi) \quad (2)$$

Мощность каждого сигнала в дБ определяется, как:

$$P = 10 \lg \frac{A^2}{2Z_0} \quad (3)$$

В результате сложения этих двух сигналов, на выходе сумматора будет наблюдаться сигнал, мощность которого равна:

$$P_{\text{вых}} = 10 \lg [10^{10} \frac{P_1}{10} + 10^{10} \frac{P_2}{10} + 2 * 10^{20} \cos \varphi] \quad (4)$$

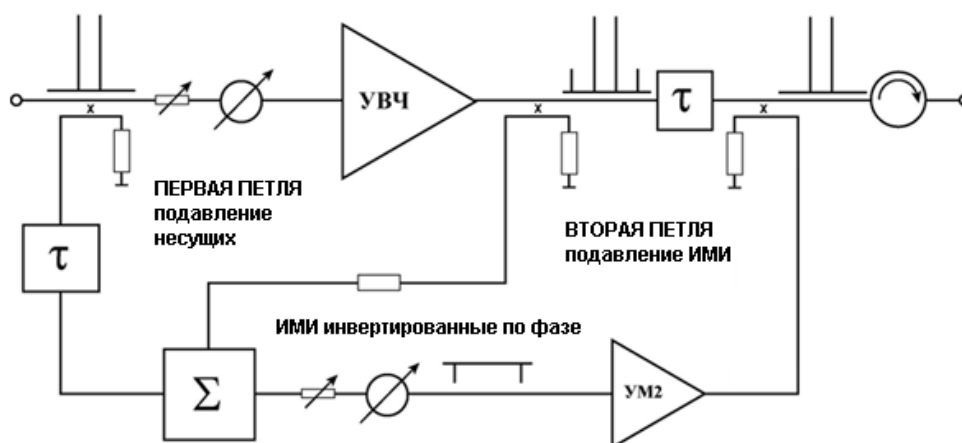


Рис.2. Структурная схема корректора с прямой связью

Для подавления несущих на выходе сумматора, на один вход которого подается неискаженный входной сигнал, а на второй вход – выходной усиленный сигнал с ИМИ, необходимо, чтобы их амплитуды были бы одинаковы, а сдвиг фаз был бы 180° . На практике существует определенный порог ограничения несущих (ΔP , $\Delta \varphi$). Зная пороги ограничения несущих, можно

определить степень их подавления при входной мощности – P_1 и выходной мощности в сумматоре – $P_{\text{вых}}$.

$$P_{\text{вых}}(\Delta P, \Delta \varphi) = 10 \lg [1 + 10^{\frac{\Delta P}{10}} - 2 * 10^{20} \cos(\Delta \varphi)] - X \text{ дБ} \quad (5)$$

Составляющую X в (5) вносит направленный ответвитель. Моделирование показывает большую зависимость степени подавления несущих от фазовых ошибок, нежели от амплитудных ошибок. Так, например, для обеспечения уровня подавления ИМИ в выходном спектре – 15 дБ, при амплитудной ошибке 0,2 дБ, фазовая ошибка должна составлять $0,185^\circ$ (при $X=0,58$ дБ). В данном вопросе необходим компромисс между допустимой рассеиваемой мощностью и уровнями ИМИ в выходном спектре.

Теоретически возможно два варианта минимизации фазовых ошибок. Первый вариант описан выше и заключается в работе с постоянными уровнями входных сигналов. Второй вариант подразумевает введение дополнительных автоматических схем управления, которые построены по принципу корректоров с предискажением и сводят к минимуму амплитудные и фазовые ошибки в цепи подавления несущих.

Значительно повысить КПД корректоров и уменьшить фазовые ошибки можно, применив амплитудные детекторы в цепях коррекции фазы схемы управления. В цепь необходимо ввести сумматоры, на которые подаются искаженный и неискаженный сигналы. Электрическая длина каждого из двух участков пути до сумматора должна быть различной (например, 175° и 185°). Таким образом, устанавливается связь между уровнем мощности и фазовым набегом, что проиллюстрировано на рис. 3. Далее, в случае равенства амплитуд P_a и P_b , на входе цепи коррекции фазы будет нулевое напряжение. Применение амплитудных детекторов в цепях коррекции фазы выгодно отличает предложенный корректор от остальных, так как в этом случае практически отпадает проблема дополнительной подстройки фаз в двух каналах в цепи подавления несущих.

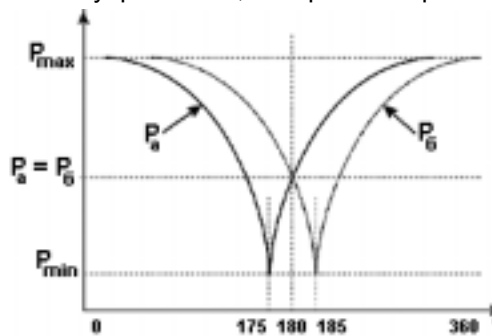


Рис. 3. Зависимость выходных мощностей от фаз сигналов

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Kenington P.B., Methods Linearize RF Transmitters And Power Amps. Microwaves & RF, December 1998.
2. Maloratsky L. Design Regular- And Irregular-Print Coupled Lines. Microwaves & RF, September 2000.



CONSIDERATION OF AMPLITUDE AND PHASE ERRORS IN THE POWER AMPLIFIER LINEARIZATION CIRCUITS

Kozlov E., Nefedov V.

For the present a great deal of RF-amplifier linearization circuits are known. The choice of the eligible circuit is influenced by the requirements to the intermodulation distortion (IMD) level in the output spectrum. The fundamental tasks of these circuits are: minimization of the generated nonlinear distortion at the frequency conversion stage and minimization of the distortion originating in the amplifier while working with a multicarrier signal. In practice it is rather difficult to choose any particular correction circuit because the various circuits offer optimization on various parameters such as: the passband of the channel, required efficiency IMD limitation etc. As an example of the modern power amplifier linearization circuits for communication systems it is worth mentioning these:

- Broadband adaptive predistortion systems;
- Systems with carrier suppression and restoration;
- Linear amplification systems with nonlinear components;
- Feedforward systems.

In systems where digital modulation is applied (e.g. - QPSK) the circuits trace not amplitude and phase variations but inphase (I) and quadrature (Q) components. The advantage of these circuits is that not only power amplifier but also preamplifier and frequency converter are involved in linearization process. The practical I/Q feedback circuits were designed for the frequencies from 150 MHz up to 1,8 GHz. Thus the third-order IMD limitation levels from 25 dB up to 45 dB were achieved.

At the present time feedforward circuits are being developed for the linearization of modern power base station amplifiers. The fundamental problem of feedforward correctors is the reduction of the power-added efficiency (PAE) as a result of signal summation at the amplifier's output. It is possible to improve the PAE of such systems having applied combiners on non-regular coupled lines. Thus not half of the carrier power (as in 3-dB directional coupler) but about 1/10 is scattered in a ballast load. Besides the given design decision allows to apply ballast load designed for a smaller power. However it is necessary to take into account amplitude and phase errors originating in the output power combiner.

For the carrier limitation in the combiner where the first input signal is undistorted and the second – the output amplified signal with IMD it is necessary that their amplitudes would be identical and the phase shift would be 180° . In practice there is a threshold of the carrier limitation (ΔP , $\Delta\phi$). If the amplitude and phase thresholds are known it is possible to define a level of carrier limitation. The simulation shows a greater dependence of the carrier limitation level upon phase errors rather than upon amplitude errors.

Phase errors minimization is possible due to introduction of additional automatic control circuits based on a predistortion principle. These control circuits can reduce amplitude and phase errors in the carrier limitation loop to a minimum.

REFERENCES

1. Kenington P.B., Methods Linearize RF Transmitters And Power Amps. Microwave & RF. December 1998.
2. Maloratsky L. Design Regular- And Irregular- Print Coupled Lines. Microwave & RF. September 2000.