

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА БАЛАНСНЫХ КАСКАДАХ

Коротаев В. М., Шейн Д. Я.
 НПФ Микран
 г. Томск, Вершинина 47, 634034, Россия
 тел.: +7(3822)41340; e-mail: vlad@micran.ru

Аннотация — В докладе представлены варианты линейаризации тракта СВЧ усилителя мощности на балансных каскадах (БК). Приводятся результаты моделирования и экспериментальных исследований макетных образцов. Экспериментально получено уменьшение интермодуляционных искажений сигналов КАМ 64,128,256 с шириной спектра сигнала 28 МГц на (5...6) дБ в диапазоне изменения входных мощностей (4...6) дБ. В рамках изменения входной мощности (12...13) дБ уменьшение ИМИ составляет (1...6) дБ. Численным моделированием показана возможность снижения ИМИ с одновременным повышением КПД.

I. Введение

Проблема создания усилительного тракта с минимальными нелинейными искажениями инициировала разработку технических решений по линейаризации СВЧ усилителей мощности и передатчиков. Основными методами линейаризации являются связь вперед, обратная связь, предискажения [1...3].

Техническая реализация первых двух методов связана с организацией дополнительных цепей передачи сигнала, добавлением делителей и сумматоров, использованием высокочастотных устройств регулирования амплитуды и фазы. Эти методы мало пригодны для реализации на СВЧ по причине недопустимо большой электрической длины цепей связи и, как следствие, сужения полосы, уменьшения запаса устойчивости, потерь усиления.

II. Основная часть

В докладе предлагается реализация метода предискажений с последующей взаимной компенсацией продуктов нелинейности одиночных усилителей и линейаризации тракта СВЧ усилителя мощности с использованием принципиальной двухканальности БК. Выражение для мощности интермодуляционных компонент спектра выходного сигнала БК может быть представлено в виде

$$P_{ИМИ_i} = P_{ИМИ_1} \cdot e^{-j\varphi_{ИМИ_1}} \cdot K_{НО_1} \cdot e^{-j\varphi_{c1}} + P_{ИМИ_2} \cdot e^{-j\varphi_{ИМИ_2}} \cdot K_{НО_2} \cdot e^{-j\varphi_{c2}}, \quad (1)$$

где $P_{ИМИ_i}$ — мощность спектральных компонент i -го ($i=1,2$) каналов;

$K_{НО_i}$ — коэффициент передачи НО от i -того усилительного элемента на выход;

$\varphi_{ИМИ_i}$ — фаза спектральной компоненты i -того одиночного усилителя на выходе;

φ_{c_i} — фаза сигнала i -того усилительного элемента на общем выходе.

При условиях $\varphi_{c1} = \varphi_{c2}$, $K_{НО_1} = K_{НО_2}$ и $P_{ИМИ_1} = P_{ИМИ_2}$ выражение (1) примет вид:

$$P_{ИМИ_i} = P_{ИМИ} \cdot e^{-j\varphi_{ИМИ_1}} \cdot K_{НО_1} \cdot e^{-j\varphi_{c1}} \cdot e^{-j\frac{\Delta\varphi}{2}} \cdot 2 \cos \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad (2)$$

где $\Delta\varphi = \varphi_{ИМИ_2} - \varphi_{ИМИ_1}$

Из выражения (2) следует, что при $\Delta\varphi = \pi$, его значение равно нулю. Противофазность ИМИ в плечах балансного каскада может быть достигнута двумя способами: во-первых, расстройкой режимов по постоянному току и, во вторых, расстройкой выходных согласующих цепей. Действительно фаза ИМИ₃ оп-

ределяется соотношением фаз основной частоты и ее второй гармоники.

Изменить фазу второй гармоники по отношению к первой можно изменением характера нелинейности крутизны («насыщения» на «отсечку»), которая, как правило, является доминирующей у ПТШ. Оценка, возникающего при расстройке, различия по коэффициенту передачи в каналах может быть сделана по формуле: $K_p = 0.25 \cdot K_{P2} \cdot (\sqrt{k} + 1)^2$,

где K_{P2} — коэффициент передачи второго канала БК; k — коэффициент пропорциональности.

Коэффициент передачи первого канала при этом равен:

$$K_{P1} = k \cdot K_{P2}.$$

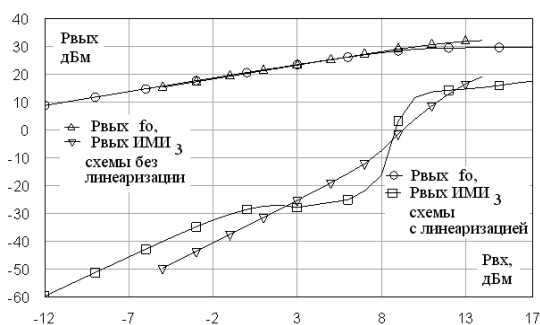


Рис. 1. Выходная мощность и ИМИ₃ усилителя из двух БК (расчет).

Fig. 1. Output power and IMI₃ the amplifier from two BK (calculation)

При расстройке один из коэффициентов передачи (K_{P1}) предпочтительно задавать равным максимальному линейному. Второй канал балансного каскада, настроенный по уровню ИМИ, будет иметь вынужденное значение сигнального усиления. Частным случаем схемной расстройки можно считать БК с одиночными усилителями, настроенными на максимальный коэффициент передачи по мощности, режим постоянного тока которых обеспечивает компенсацию ИМИ за счет симметрии ограничения и насыщения. Оба канала в этом варианте совершенно идентичны как по согласующим цепям так и по режиму постоянного тока в рабочей точке.

Режимный способ линейаризации расстройкой одиночных усилителей смоделирован численно. Результаты приведены на рис. 1.

Схемное решение, основанное на расстройке согласующих цепей, было проверено экспериментально. На трехкаскадный усилитель мощности, в двух первых балансных каскадах которого применен, описанный способ линейаризации, подавался испытательный сигнал КАМ64,128,256 с шириной полосы 28 МГц. В качестве усилительных элементов использованы ПТШ типа ЕРА120В. Результаты приведены на рис. 2.

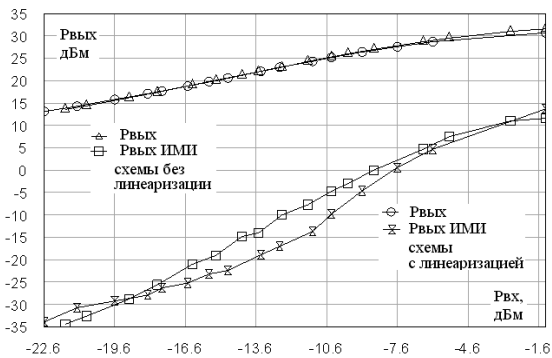


Рис. 2. Выходная мощность ИМИ трехкаскадного усилителя мощности на БК в составе передающего конвертера (эксперимент).

Fig. 2. Output power and IMI of three-cascade amplifier of BK as a part of the transferring converter

Вариант оптимизации смещения для идентичных по схемотехнике, по настройке плеч БК и режиму с целью минимизации ИМИ использован в выходном каскаде экспериментального макета, построенного на ПТШ типа ЕРА240.

III. Заключение

Показано, что балансный каскад позволяет создавать условия для компенсации нелинейных искажений без введения дополнительных устройств и каналов с делителями и сумматорами для генерации и подавления интермодуляционных искажений. Численным моделированием и экспериментом доказано, что принципиальная двухканальность балансного каскада позволяет снижать уровень нелинейных искажений посредством регулировки режима питания

по постоянному току и расстройкой согласующих цепей в каналах балансного усилителя.

IV. Список литературы

- [1] *Kyoungh-Joon Cho, Wan-Jong Kim, Jong-Heon Kim, and Shawn P. Stapleton. Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation // Microwave and Wireless Components Letters, November 2005. — №11. — P. 748 — 750.*
- [2] *Ki Hyuk Kim, Gyoung Bum Kim, Sung Woo Hwang, Seung Hee Lee, and Doyeol Ahn. A Wide Dinamic Range Analog Predistortion-Type Linearizer Using Self-cancellation Scheme // Microwave and Wireless Components Letters, October 2005. — №10. — P. 661 — 663.*
- [3] *Young Kim, Ik-Soo Chang, and Yong-Chae Jeong. An Analog Predistortion Linearizer Design // Microwave Journal, February 2005.*

LINEARIZATION OF POWER AMPLIFIER WITH BALANCING CASCADES

Korotayev V. M., Shein D. Ya.
MICRAN Co.

Tomsk, 47, Vershinina, 634034, Russia
Tel.: +7(3822) 413403; E-mail: vlad@micran.ru

Abstract — In the report variants of linearization of the power amplifier on balancing cascades (BK) are presented. Results of modeling and experimental researches of model samples are introduced. Reduction of IMI distortions of signals QAM 64,128,256 with width of signal spectrum 28 MHz on (5...6) dB in the variation range of input powers (4...6) dB is experimentally received. Within the limits of changing of input power (12...13) dB the reduction by IMI is (1...6) дБ. By numerical modeling possibility of decreasing by IMI with simultaneous increase of EFFICIENCY is shown.