

РАДИОИМПУЛЬСНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ГЕНЕРАТОРОМ

Широкому применению радиоимпульсных умножителей частоты препятствует плохое подавление нежелательных составляющих в спектре выходного колебания, определяемое наличием 100 % амплитудной модуляции и зависящее в основном от отношения длительности радиоимпульса τ к периоду входного колебания T . Получение отношения $\tau/T \rightarrow 1$ ограничено требованием полного затухания колебания от предыдущего импульса к последующему, конечной длительностью фронтов управляющего импульса, временем установления колебаний и прочими факторами [1-3]. Умножители частоты с коррекцией фазы позволяют повысить подавление нежелательных составляющих в спектре выходного колебания, если корректировать фазу без изменения энергии, запасенной в колебательном контуре умножителя, но это связано со значительными техническими трудностями [4; 5].

В данной работе рассмотрена возможность подавления нежелательных составляющих в спектре радиоимпульсного умножителя частоты с помощью дополнительного радиоимпульсного генератора, заполняющего паузы между радиоимпульсами. Выходное колебание такого умножителя представляет собой сумму двух радиоимпульсных последовательностей с различным соотношением фаз окончания одного и начала другого радиоимпульсов.

Амплитуда n -й гармоники суммарного колебания находится из соотношения $a_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ (1), где a_n и b_n — коэффициенты ряда Фурье:

$$a_n = \frac{2}{T} \left\{ \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2} + \tau_1} \sin \left(\omega_0 t + \frac{\omega_0 \tau}{2} \right) \cos n \omega t \, dt + \int_{-\frac{\tau}{2} + \tau_1}^{\frac{\tau}{2}} \sin \left[\omega_0 t + \left(\frac{\tau}{2} - \tau_1 \right) \omega_0 \right] \times \cos n \omega t \, dt \right\} = \frac{(-1)^N}{T} (\xi_n + \xi_{-n}); \quad (2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left\{ \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2} + \tau_1} \sin \left(\omega_0 t + \frac{\omega_0 \tau}{2} \right) \sin n \omega t \, dt + \int_{-\frac{\tau}{2} + \tau_1}^{\frac{\tau}{2}} \sin \left[\omega_0 t + \left(\frac{\tau}{2} - \tau_1 \right) \omega_0 \right] \times \sin n \omega t \, dt \right\} = \frac{(-1)^N}{T} (\sigma_n - \sigma_{-n}), \quad (3)$$

где

$$\xi_n = \frac{1}{\Omega_n} \left[\cos \frac{\tau \Omega_n}{2} - \cos \delta \Omega_n + \cos 2\pi \alpha \left(\cos \delta \Omega_n - \cos \frac{\tau \Omega_n}{2} \right) - \right.$$

$$-\sin 2\pi\alpha \left(\sin \frac{\tau\Omega_n}{2} - \sin \delta\Omega_n \right) \Big]; \quad (4)$$

$$\xi_{-n} = \frac{1}{\Omega_{-n}} \left[\cos \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} - \cos \delta\Omega_{-n} + \cos 2\pi\alpha \left(\cos \delta\Omega_{-n} - \cos \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} \right) - \right. \\ \left. - \sin 2\pi\alpha \left(\sin \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} - \sin \delta\Omega_{-n} \right) \right]; \quad (5)$$

$$\sigma_n = \frac{1}{\Omega_n} \left[\sin \delta\Omega_n + \sin \frac{\tau\Omega_n}{2} + \cos 2\pi\alpha \left(\sin \frac{\tau\Omega_n}{2} - \sin \delta\Omega_n \right) + \right. \\ \left. + \sin 2\pi\alpha \left(\cos \delta\Omega_n - \cos \frac{\tau\Omega_n}{2} \right) \right]; \quad (6)$$

$$\sigma_{-n} = \frac{1}{\Omega_{-n}} \left[\sin \delta\Omega_{-n} + \sin \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} + \cos 2\pi\alpha \left(\sin \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} - \sin \delta\Omega_{-n} \right) + \right. \\ \left. + \sin 2\pi\alpha \left(\cos \delta\Omega_{-n} - \cos \frac{\tau\Omega_{-n}}{2} \right) \right]; \quad (7)$$

$$\Omega_n = \omega_0 - n\omega; \quad \Omega_{-n} = \omega_0 + n\omega; \quad \delta = -\frac{\tau}{2} + \tau_1;$$

$$\tau \approx \tau_1 + \tau_2 = T \approx nT_0; \quad \tau_1 = (k + \alpha)T_0; \quad 0 < \alpha < 1; \quad 1 \leq k \leq N.$$

В случае $n = N$ (без учета множителя $(-1)^N$) имеем

$$a_n = \frac{\sin 2\pi\alpha}{N} \left(k + \alpha - N + \frac{\sin 2\pi\alpha}{2\pi} \right); \quad (8)$$

$$b_n = \frac{1}{N} \left[(N - k - \alpha) \cos 2\pi\alpha + k + \alpha - \frac{\sin 4\pi\alpha \sin^2 \pi\alpha}{2\pi} \right]. \quad (9)$$

Амплитуду ближайших соседних гармоник определим из соотношений, вытекающих из (2), (3):

$$a_{n\pm 1} = \frac{\sin \pi\alpha}{\pi} \left[\frac{\cos \pi\alpha - \sin 2\pi\psi_{\pm} - \sin \pi\alpha (1 + \cos 2\pi\psi_{\pm})}{2N \pm 1} \mp \right. \\ \left. \mp \sin \pi\alpha (1 + \cos 2\pi\theta) + \cos \pi\alpha \sin 2\pi\theta \right]; \quad (10)$$

$$b_{n\pm 1} = \frac{1}{2\pi} \left[\sin 2\pi\theta - \cos 2\pi\alpha \sin 2\pi\theta \mp \sin 2\pi\alpha (1 + \cos 2\pi\theta) - \right. \\ \left. - \frac{\sin 2\pi\psi_{\pm} + \cos 2\pi\alpha \sin 2\pi\psi_{\pm} + \sin 2\pi\alpha (1 + \cos 2\pi\psi_{\pm})}{2N \pm 1} \right]. \quad (11)$$

Здесь

$$\psi_{\pm} = 2\alpha \mp \frac{1}{2} \pm \frac{k + \alpha}{N}; \quad \theta = -\frac{1}{2} + \frac{k + \alpha}{N}.$$

С помощью (8—11) найдем соотношение $c_n/c_{n\pm 1}$, т. е. подавление нежелательных составляющих в спектре выходного сигнала. Для $K = 15$ и $0 \leq \alpha \leq 1$ результаты вычислений представлены на рисунке. Здесь подавление при $0,3 < \alpha < 0,7$ отсутствует, при $\alpha = 0,5$ амплитуда n -й гармоники обращается в нуль. Следует отметить, что изменение K существенно не влияет на характер зависимости $c_n/c_{n\pm 1}$ от α .

Если $\alpha = 0$,

$$a_n = 0; b_n = \frac{\tau}{T} \left(\frac{\sin \frac{\tau \Omega_n}{2}}{\frac{\tau \Omega_n}{2}} - \frac{\sin \frac{\tau \Omega_{-n}}{2}}{\frac{\tau \Omega_{-n}}{2}} \right). \quad (12)$$

Учитывая, что $N\omega = \omega_0$,

$$c_n = \frac{\tau}{T}; \quad (13)$$

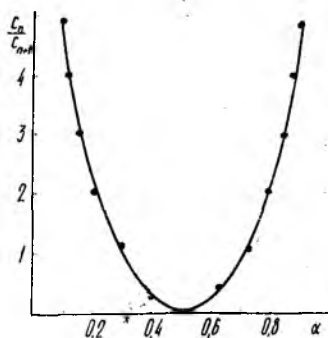
$$c_{n\pm 1} = \frac{\tau}{T} \sin \frac{\pi \tau}{T} \left[\frac{1}{\frac{\pi \tau}{T}} \mp \frac{1}{\pi \left(2N \pm \frac{\tau}{T} \right)} \right]. \quad (14)$$

Так как $\tau \approx T$, то из (14) следует, что $c_{n\pm 1} \rightarrow 0$ и соответственно отношения амплитуды основной гармоники к боковым $c_n/c_{n\pm 1}$ (15), т. е. применение дополнительного радиоимпульсного генератора позволяет получить полное подавление нежелательных составляющих в спектре выходного колебания.

Экспериментальное исследование возможности улучшения спектра выходного колебания с помощью дополнительного радиоимпульсного генератора проведено на умножителе частоты, в котором применены импульсные генераторы на негатронах, собранных по схеме ОБ — ОК с эмиттерной связью. Такие негатроны имеют характеристики, аналогичные характеристикам диода Ганна, и работают до частот 5 ГГц. Для проверки зависимости подавления нежелательных составляющих в спектре выходного колебания от соотношения фаз основного и начала дополнительного радиоимпульсов использовалась схема формирования, с помощью которой изменялось соотношение длительности исходного и дополнительного радиоимпульсов, т. е. соотношение фаз окончания основного импульса при неизменной начальной фазе дополнительного. Затухание радиоимпульсов в генераторе после окончания процесса генерации обеспечивалось шунтированием колебательного контура малым внутренним сопротивлением источника питания.

Применение дополнительного радиоимпульсного генератора позволило улучшить подавление нежелательных составляющих в спектре выходного колебания на 24 дБ и обеспечило подавление ближайших нежелательных составляющих на 32 дБ (максимально достигнутое подавление без применения дополнительного генератора 9 дБ) без применения дополнительного фильтра на выходе. Неполное подавление нежелательных составляющих объясняется неидеальностью формы и частоты заполнения полученных радиоимпульсов.

Таким образом, показана возможность существенного улучшения подавления нежелательных составляющих в спектре выходного



колебания радиоимпульсного умножителя частоты с помощью дополнительного радиоимпульсного генератора. Изучена зависимость соотношения фаз между окончанием основного и началом дополнительного радиоимпульсов, позволившая разработать рекомендации по осуществлению максимального подавления нежелательных составляющих на выходе умножителя. Получено достаточно хорошее совпадение эксперимента с теорией. Применение дополнительного радиоимпульсного генератора повышает энергетические параметры умножителя, не ограничивая частотные свойства умножителя и фазовые искажения последнего. Улучшение подавления нежелательных составляющих на выходе радиоимпульсного умножителя частоты в результате введения дополнительного генератора достигается усложнением схемы, что не должно превышать по сложности создание отдельного фильтра, обеспечивающего такое же подавление.

Список литературы: 1. Григулевич В. И. Радиоимпульсное преобразование частоты. М., 1966. 335 с. 2. Ризкин И. Х. Умножители и делители частоты. М., 1976. 328 с. 3. Радиоимпульсный умножитель частоты // А. З. Венгер, В. И. Корженко, Н. Д. Терещенко, А. М. Якименко // Радиотехника. 1979. Т. 28, № 7. С. 86—88. 4. Умножители частоты с коррекцией фазы / А. З. Венгер, А. Н. Ермак, Н. А. Сивозализов, А. М. Якименко // Радиотехника. 1981. Т. 36, № 10. С. 46—48. 5. А. с. 924819 СССР, МКИ³ H 03 B 19/00. Умножитель частоты / В. Я. Баржин, А. З. Венгер, Н. Д. Терещенко, А. М. Якименко // Открытия. Изобретения. 1982. № 16. С. 97.

Поступила в редколлегию 24.12.87

УДК 621.391

Т. А. ЯРХО

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПИКА СПЕКТРАЛЬНОЙ КОМПОНЕНТЫ ПРИ БЫСТРОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ФУРЬЕ

Решение ряда задач [1; 2], возникающих при функционировании различных радиотехнических систем в процессе передачи, приема и преобразования сигналов, базируется на спектральном анализе. Цель спектрального анализа — разложение анализируемого сигнала на монохроматические составляющие с определением их частот и амплитуд. Качество спектрального анализа принято оценивать значением двух основных взаимосвязанных характеристик: величиной частотного разрешения, минимальным расстоянием по частоте, на котором сигналы могут быть различимы, и способностью воспроизводить форму спектральной зависимости без искажений. Большинство из используемых способов определения спектров основаны на применении быстрого преобразования Фурье (БПФ), эффективного при вычислениях. Однако спектр БПФ, в связи с ограниченностью интервала наблюдения и дискретной природой метода, в общем случае является аппроксимацией истинного спектра сигнала, каче-