

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ В ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

М.С. Азоян

Национальный политехнический университет Армении

В настоящее время в связи с развитием телекоммуникации появилась потребность в создании надежных и малогабаритных приборов сверхвысоких частот (СВЧ) с широкими функциональными возможностями. Поэтому проблема разработки и исследования как новых, так и известных приборов с целью применения их в ряде нетрадиционных систем СВЧ является актуальной. Вышеупомянутые приборы особенно востребованы при создании авиационных, космических, СВЧ телекоммуникационных систем связи. В 80-е годы основой создания систем связи на СВЧ стали новые поколения приборов и устройств на твердом теле - ТТУ, выполняющие функции фильтрации, генерирования и усиления колебаний, стабилизации частоты, формирования и обработки сигналов.

Характер возникновения преобразованной частоты зависит от разных причин, особенно в автогенераторе в жестком режиме возбуждения, умножителях частоты, где, помимо основного режима умножения, образуется множество комбинационных частот. В связи с этим построенные устройства имеют ограниченное применение из-за неустойчивости частотного спектра выходного сигнала.

В диапазоне СВЧ преобразователи частоты являются основными компонентами больших устройств, так как прямое преобразование вверх или вниз даже с коэффициентом два существенно упрощает конструкцию, что явно влияет на вес и габариты средств связи телекоммуникационных устройств.

Известно, что из последних выпусков летательных аппаратов пятого поколения и беспилотников активные антенны используют как основной элемент фазированной антенной решетки. СВЧ преобразователи используют в основном именно для передачи и приема сигналов с пространственной обработкой. Следовательно, для схемотехнического проектирования и разработки устройств необходимо реальное обоснование механизма преобразования частоты.

Ключевые слова: аппроксимация, параметрический делитель, умножитель, накачка, спектр, вольт-амперная и вольт-кулоновая характеристики.

Введение. Разработка современной аппаратуры связи требует решения проблемы комплексного использования ТТУ [1]. В процессе создания активных фазированных антенных решеток, модернизации средств связи, находящихся в эксплуатации, и замены устаревших приборов и устройств современными, более эффективными приборами все чаще применяют пространственный метод обработки сигнала с непосредственным преобразованием [2,3].

Методы и результаты исследования. При воздействии на нелинейный элемент многочастотным сигналом получаем токи комбинационных частот, которые выделяются добротными контурами, входящими в схему преобразователя. Режим умножения или деления частоты в преобразователях частоты находим при определении спектра полного тока через нелинейные проводимость и емкость, где в модифицированной функции Бесселя величина p_i представляет собой ряд простых чисел, а индекс i показывает номер воздействующего сигнала, образующего рассматриваемый ряд гармонических компонент.

При умножении частоты полагаем, что на контакт действуют сигнал с частотой ω и его гармоника с частотой $n\omega$:

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos \omega t + u_n \cos(n\omega t + \varphi_n). \quad (1)$$

При делении частоты полагаем, что на контакт действуют сигнал с частотой $n\omega$ и его субгармоника с частотой ω :

$$u(t) = u_0 + u_1 \cos(n\omega t + \varphi_1) + u_n \cos \omega t. \quad (2)$$

Рассмотрим механизм комбинации преобразованных частот сигналов:

1. Сигнал с частотой $n\omega$ образуется при комбинации:

$$\begin{array}{ll} n\omega(n+1) - p(n), & \text{порядок преобразования} \quad p(n+1) + 1, \\ p(n)n\omega - (n-1)n\omega, & \text{порядок преобразования} \quad p(n+1) - 1. \end{array}$$

2. Сигнал с частотой ω образуется при комбинации:

$$\begin{array}{ll} n(p+1)n\omega - p(n\omega), & \text{порядок преобразования} \quad p(n+1) + n, \\ p(n)\omega - n(n-1)\omega, & \text{порядок преобразования} \quad p(n+1) - n. \end{array}$$

При исследовании транзисторного параметрического делителя частоты (ТПДЧ) полагаем, что на коллекторный p - n переход воздействует сигнал с частотой $n\omega$ и в выходном контуре комбинируется сигнал с частотой ω . Следовательно, для полного спектра тока получаем следующее соотношение [2,3]:

$$J(t) = -2 \sum_{p_1=h_1}^{\infty} \cdot \sum_{p_2=h_1}^{\infty} (p_1 n\omega \pm p_2 \omega) I_{p_1}(U_1 \frac{d}{dU_0}) I_{p_2}(U_n \frac{d}{dU_0}) \times \sin[p_1 n\omega t \pm p_2(\omega t + \varphi)]. \quad (3)$$

Из полного спектра тока (3) выделим компоненты с частотой $n\omega$ при $p_2 = 0$ и ω при $p_1 = 0$:

$$\begin{aligned} J_1 = & -2n\omega \{ \sum_{p=0}^{\infty} \cdot I_{n(p+1)}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) \sin n[\omega t + (p+1)\varphi] + \\ & + \sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_{n(p-1)}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) \sin n[\omega t - (p-1)\varphi] \}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} J_n = & -2\omega \{ \sum_{p=0}^{\infty} \cdot I_{np+1}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) \sin[\omega t + (p+1)\varphi] + \\ & + \sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_{np-1}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) \sin[\omega t - (p-1)\varphi] \}. \end{aligned} \quad (5)$$

Для удобства записи введем обозначения:

$$\begin{aligned}
2n\omega \sum_{p=0}^{\infty} I_{n(p+1)}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) &= \sum_{p=0}^{\infty} G^1_{n(p+1)} U_1, \\
\sum_{p=1}^{\infty} I_{n(p-1)}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) &= \sum_{p=1}^{\infty} C^1_{n(p-1)} U_1, \\
2\omega \sum_{p=0}^{\infty} I_{np+1}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) &= \sum_{p=0}^{\infty} G^n_{np+1} U_n, \\
\sum_{p=1}^{\infty} I_{np-1}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_p(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0) &= \sum_{p=1}^{\infty} C^n_{np-1} U_n.
\end{aligned}$$

С учетом этого запишем сокращенные выражения для токов:

$$\begin{aligned}
J_1 &= - \sum_{p=0}^{\infty} G^1_{n(p+1)} U_1 \text{sinn}[\omega t + (p+1)\varphi] - \\
&\quad - n\omega \sum_{p=1}^{\infty} C^1_{n(p-1)} U_1 \text{sinn}[\omega t - (p-1)\varphi]; \quad (6)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
J_n &= - \sum_{p=0}^{\infty} G^n_{np+1} U_n \text{sin}[\omega t + (np+1)\varphi] - \\
&\quad - 2\omega \sum_{p=1}^{\infty} C^n_{np-1} U_n \text{sin}[\omega t - (np-1)\varphi]. \quad (7)
\end{aligned}$$

Аналогично преобразованиям (3) – (7) определим комплексные выражения проводимостей на частотах сигнала $n\omega$ и его субгармоники ω :

$$\begin{aligned}
\dot{Y}_1 &= - \sum_{p=0}^{\infty} G^1_{n(p+1)} \text{sinn}(p+1)\varphi + n\omega \sum_{p=1}^{\infty} C^1_{n(p-1)} \text{sinn}(p-1)\varphi + \\
&\quad + j[\sum_{p=0}^{\infty} G^1_{n(p+1)} \text{cosn}(p+1)\varphi + n\omega \sum_{p=1}^{\infty} C^1_{n(p-1)} \text{cosn}(p-1)\varphi], \quad (8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{Y}_n &= -\omega \sum_{p=0}^{\infty} C^n_{n(p+1)} \text{sinn}p\varphi + \sum_{p=1}^{\infty} G^n_{np-1} \text{sinn}p\varphi + \\
&\quad + j[\omega \sum_{p=0}^{\infty} C^n_{np+1} \text{cosn}p\varphi + \sum_{p=1}^{\infty} G^n_{np-1} \text{cosn}p\varphi]. \quad (9)
\end{aligned}$$

Выделим и обозначим в (8), (9) реактивные и активные составляющие от проводимостей \dot{Y}_1 и \dot{Y}_n соответственно, при этом заранее ограничимся первыми членами бесконечных рядов (4), (5):

$$\begin{cases} G_1 = -G_n^1 \text{sin}\varphi \\ n\omega C_1 = G_n^1 \text{cos}\varphi + n\omega C_0^1 \end{cases} \quad \text{— для частоты сигнала накачки;}$$

$$\begin{cases} G_n = -G_{n-1}^n \text{sin}\varphi \\ \omega C_n = G_n^n \text{cos}\varphi + \omega C_1^n \end{cases} \quad \text{— для частоты субгармоники.}$$

Для синтеза эквивалентной схемы коллекторной цепи необходимо определить коэффициенты квазилинейных составляющих токов, в частности:

$$\begin{aligned}
\sum_{p=1}^{\infty} G_n^1 U_1 &= 2n\omega \sum_{p=1}^{\infty} I_n(U_n \frac{d}{dU_0}) I_0(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0), \\
\sum_{p=2}^{\infty} C_0^1 U_1 &= 2 \sum_{p=2}^{\infty} I_0(U_n \frac{d}{dU_0}) I_1(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0), \\
\sum_{p=2}^{\infty} G_{n-1}^n U_n &= 2 \sum_{p=2}^{\infty} I_{n-1}(U_n \frac{d}{dU_0}) I_1(U_1 \frac{d}{dU_0}) q(U_0),
\end{aligned}$$

$$\sum_{p=1}^{\infty} \cdot C_1^n U_n = 2\omega \sum_{p=1}^{\infty} \cdot I_1 \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_0 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right) q(U_0). \quad (10)$$

Вычислим ряд $I_0 \left(U_n \frac{d}{dU_0} \right) I_1 \left(U_1 \frac{d}{dU_0} \right)$, рассчитаем квазилинейные составляющие токов (10) и введем обозначения [4]:

$$G_n^1 = \frac{2n\omega}{U_1} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(m_1+m_2)+n} (m_1+n)! (m_2!)^2 m_1!} \times \\ \times \frac{d^{2(m_1+m_2)+n} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+n}} U_n^{2m_1+n} U_1^{2m_2-1}, \quad (11)$$

$$C_0^1 = \frac{2}{U_1} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(2m_1+m_2)+1} (m_2+1)! (m_1!)^2 m_2!} \times \\ \times \frac{d^{2(m_1+m_2)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+1}} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2+1}, \quad (12)$$

$$= \frac{2\omega}{U_n} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1} (m_1+n-1)! (m_2+1)! m_1! m_2!} \times \\ \times \frac{d^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+(n-1)+1}} U_n^{2m_1+n-1} U_1^{2m_2+1}, \quad (13)$$

$$C_1^n = \frac{2}{U_n} \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{1}{2^{2(2m_1+m_2)+1} (m_1+1)! (m_2!)^2 m_1!} \times \\ \times \frac{d^{2(m_1+m_2)+1} q(U_0)}{dU_0^{2(m_1+m_2)+1}} U_n^{2m_1+1} U_1^{2m_2}, \quad (14)$$

где $\frac{d^n q(U_0)}{dU_0^n} = A_n$.

С помощью полученных коэффициентов квазилинейных составляющих токов определим параметры контуров.

Поскольку нас интересует поведение амплитуды субгармоники, следовательно, принимая в (11) $m_2 = 0$, а в (12) $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$, вычисляем G_n^1 и C_0^1 .

Рассуждая аналогично в (13): $m_1 = 0$, а в (14): $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$, вычисляем G_{n-1}^n и C_1^n :

$$G_n^1 = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \frac{2n\omega A_{2m_1+n}}{2^{2m_1+n} (m_1+n)! m_1!} U_n^{2m_1+n} U_1^{-1}, \quad (15)$$

$$C_0^1 = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2A_{2m_1+1+2m_2}}{2^{2m_1+2m_2+1} (m_2+1)! (m_1!)^2 m_2!} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2}, \quad (16)$$

$$G_{n-1}^n = \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2\omega A_{2m_2+n}}{2^{2m_2+n} (n-1)! (m_2+1)! m_2!} U_n^{n-2} U_1^{2m_2+1}, \quad (17)$$

$$C_1^n = \sum_{m_1=0}^{\infty} \cdot \sum_{m_2=0}^{\infty} \cdot \frac{2A_{2(m_1+m_2)+1}}{2^{2(m_1+m_2)+1} (m_1+1)! (m_2!)^2 m_1!} U_n^{2m_1} U_1^{2m_2}. \quad (18)$$

Наиболее лучшим условием для всех коэффициентов является $m_1 = m_2 = 0, 1, 2 \dots$

Из уравнений (8) и (9) следует, что нелинейная проводимость коллекторно-го р-п перехода, эквивалентная схема которого представлена в виде параллельно включенных проводимости и емкости (рис.1), вносит в контуры накачки и субгармоники активные и реактивные проводимости.

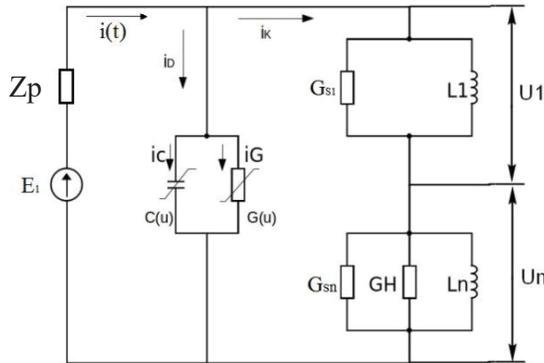


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема делителя частоты

При воздействии двухчастотного сигнала

$$U_{\Sigma} = U_0 + U_1 \cos n\omega t + U_n \cos(\omega t + \varphi)$$

получаем:

$$\begin{array}{l} \text{от проводимости} - G - G'_1 \quad G'_n \quad C'_1 \quad C'_n \\ \text{от емкости} \quad \quad - C - G_1 \quad G_n \quad C_1 \quad C_n. \end{array}$$

Надо учесть, что вольт-амперная и вольт-кулоновая характеристики (ВАХ и ВКХ) не имеют аналитических выражений и сняты экспериментально.

В итоге для упомянутых проводимостей получаем следующие приближенные аналитические выражения:

- для контура накачки:

$$\begin{aligned} G_1 &= -G_n^1 \sin n\varphi, & C_1 &= C_0^1 + \frac{1}{n\omega} G_n^1 \cos n\varphi, \\ G_1^1 &= G_0^{1'} + G_n^{1'} \cos n\varphi, & n\omega C_1^1 &= G_n^{1'} \sin n\varphi; \end{aligned} \quad (19)$$

- для контура субгармоники:

$$\begin{aligned} G_n &= G_{n-1}^n \sin n\varphi, & C_n &= C_1^n + \frac{1}{\omega} G_{n-1}^n \cos n\varphi, \\ G_n^1 &= G_1^{n'} + G_{n-1}^{n'} \cos n\varphi, & \omega C_n^1 &= -G_{n-1}^{n'} \sin n\varphi. \end{aligned} \quad (20)$$

Таким образом, с учетом (19) и (20) однозначно сможем построить эквивалентные схемы для частот накачки и ее субгармоники, в которых внесенные в контуры упомянутых сигналов проводимости от емкости и от проводимости нелинейного р-п перехода образуют суммарные проводимости:

- для контура накачки $f_k = n\omega t$:

$$\begin{aligned} G_{1\Sigma} &= -G_n^1 \sin n\varphi + G_n^{1'} \cos n\varphi + G_0^{1'}, \\ C_{1\Sigma} &= C_0^1 + \frac{1}{n\omega} G_n^1 \cos n\varphi + \frac{1}{n\omega} G_n^{1'} \sin n\varphi; \end{aligned} \quad (21)$$

- для контура субгармоники $f_k = \omega t + n\varphi$:

$$\begin{aligned}
G_{n\Sigma} &= G_{n-1}^n \sin n\varphi + G_{n-1}^{n'} \cos n\varphi + G_1^{n'}, \\
C_{n\Sigma} &= C_1^n + \frac{1}{\omega} G_{n-1}^n \cos n\varphi - \frac{1}{\omega} G_{n-1}^{n'} \sin n\varphi.
\end{aligned}
\tag{22}$$

Ограничиваясь тремя членами ряда разложения в (15) – (18), получаем точные аналитические выражения для квазилинейных коэффициентов при двухчастотном воздействии на коллекторный p - n переход:

- от емкости $C(U)$:

- в контур накачки:

$$\begin{aligned}
G_n^1 &= \frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n-1)!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{n\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n+1)!} \frac{U_n^{n+2}}{U_1} + \dots \\
C_0^1 &= A_1 + \frac{A_3}{8} U_1^2 + \frac{A_3}{4} U_n^2 + \dots ;
\end{aligned}
\tag{23}$$

- в контур субгармоники:

$$\begin{aligned}
G_{n-1}^n &= \frac{\omega A_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1 + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_n^n U_1 + \frac{\omega A_{n+2}}{2^{n+1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1^3 + \dots \\
C_1^n &= A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 + \frac{A_3}{8} U_n^2 + \dots ;
\end{aligned}
\tag{24}$$

- от проводимости $G(U)$:

- в контур накачки:

$$\begin{aligned}
G_n^{1'} &= \frac{B_n}{2^{n-1}n!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} \frac{U_n^n}{U_1} + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}(n+1)!} \frac{U_n^{n+2}}{U_1} + \dots \\
G_0^{1'} &= B_1 + \frac{B_3}{8} U_1^2 + \frac{B_3}{4} U_n^2 + \dots ;
\end{aligned}
\tag{25}$$

- в контур субгармоники:

$$\begin{aligned}
G_{n-1}^{n'} &= \frac{B_n}{2^{n-1}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1 + \frac{B_{n+2}}{2^{n+1}n!} U_n^n U_1 + \frac{B_{n+2}}{2^{n+2}(n-1)!} U_n^{n-2} U_1^3 + \dots \\
G_1^{n'} &= B_1 + \frac{B_3}{4} U_1^2 + \frac{B_3}{8} U_n^2 + \dots
\end{aligned}
\tag{26}$$

На основе соотношений (23) – (26) однозначно сможем построить эквивалентные схемы параметрического преобразователя частоты (ППЧ) для частоты сигнала накачки и преобразованного сигнала, изображенных на рис.2 а и б соответственно.

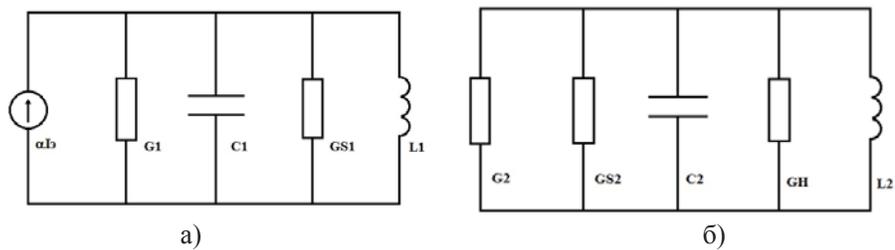


Рис. 2. Эквивалентная схема делителя частоты: а – для сигнала накачки; б – для сигнала субгармоники

Рассмотрим механизм преобразования частоты, так как выяснить характер преобразования (параметрический или непараметрический) необходимо по той

простой причине, что в автогенераторах часто возникают сигналы с некратными частотами за счет присутствия в спектре тока комбинационных компонент [1,2].

Таким образом, вследствие нелинейной комплексной проводимости $p-n$ перехода в контуры накачки и ее субгармоники вносятся суммарные проводимости (21) и (22), а квазилинейные коэффициенты от емкости $C(U)$ и от проводимости $G(U)$ вычисляем из соотношений (23)-(26).

Оценка погрешности при ограничении ряда производных двумя, тремя, четырьмя и пятью членами практически не превышает 14% при ограничении двумя первыми производными согласно результатам, приведенным в таблице 1.1[3]. Учет первых трех производных снижает погрешность расчетов до 6%. Отметим, что развитие современной электронной и полупроводниковой техники требует применения оптимальных методов анализа, синтеза и расчета преобразователей СВЧ, так как именно эти устройства востребованы в системах противоздушной обороны, авиации и зенитно-ракетных комплексах. Сочетание прикладных программ MATLAB и LabVIEW позволяет существенно сократить время при построении ВАХ и ВКХ, а также соответствующие производные от этих характеристик, которые необходимы при оценке выбора для ограничения количества членов ряда.

Заключение. Предложенная методика анализа механизма преобразования СВЧ полупроводниковых параметрических преобразователей существенно упрощает расчет и проектирование умножителей и делителей на любом нелинейном элементе с произвольными ВАХ и ВКХ.

Литература

1. **Каплан А.Е.** Субгармонические колебания в параметрическом генераторе с нелинейной емкостью // Радиотехника и электроника. - 1963. - Т.8, N8. – С. 76-81.
2. **Estep Nicholas A., Jacson L., Dimitrios Soric and Andrea Alu.** Magnetic-free non Reciprocity and Isolation Based on Parametrically Modulated Coupled-resonator Loops // Nature Physics Macmillan Publishers Limited. - 2014. - P. 1-5.
3. **Азоян М.С., Азоян Т.М.** Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2014. - Вып. 17, N1. - С. 87-91.
4. **Азоян М.С.** Вывод основных соотношений для полупроводникового параметрического делителя СВЧ // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. - 2015.- № 1.- С. 91-97.

Поступила в редакцию 06.10.2017.

Принята к опубликованию 21.12.2017.

ԿԱՊԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԻԿ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ ՀԱՃԱՍՈՒԹՅԱՆ ԶԵՎԱՓՈՒՄԱՆ ՄԵԽԱՆԻԶՄԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Մ.Ս. Ազոյան

Ժամանակակից հեռահաղորդակցական կապի զարգացման ընթացքում է՛լ ավելի է զգացվում փոքրաչափ և հուսալի գերբարձր հաճախության (ԳԲՀ) լայն ֆունկցիոնալ հնարավորություններով սարքերի կարիքը: Այդ պատճառով արդիական է ինչպես նոր,

այնպես էլ հայտնի սարքերի հետազոտումը և մշակումը՝ ԳԲՀ ոչ ավանդական սարքերում կիրառելու նպատակով: Վերը նշված սարքերը հատկապես կիրառվում են ավիացիոն, տիեզերական, ԳԲՀ հեռահաղորդակցական կապի համակարգերի ստեղծման համար: 1980-ական թվականներին ԳԲՀ կապի համակարգերի ստեղծման հիմքում դրվեց սարքերի նոր սերունդ՝ պինդարմային հիմքով (ՊՄՍ), որոնք իրագործում են ազդանշանի զտում, տատանումների գրգռում և ուժեղացում, հաճախության կայունացում, ձևավորում և մշակում:

Հաճախության ձևափոխումն առաջանում է տարբեր պատճառներով, հատկապես կոշտ գրգռման ռեժիմում աշխատող ինքնազրգոման գեներատորներում, որոնցում հիմնական բազմապատկման ռեժիմի հետ միասին ձևավորվում են բազմաթիվ կոմբինացված հաճախություններ: Այդ պատճառով նշված սարքերն ունեն սահմանափակ կիրառում ելքային ազդանշանի հաճախության սպեկտրի անկայունության պատճառով:

ԳԲՀ տիրույթում հաճախության ձևափոխիչները մեծ սարքերի հիմնական բաղկացուցիչներն են, քանի որ հաճախության ուղղակի ձևափոխումը (վերև կամ ներքև) կրկնակի անգամ էապես պարզեցնում է հեռահաղորդակցական կապի սարքերի կառուցվածքը՝ փոքրացնելով քաշը և չափերը:

Հայտնի է, որ հինգերորդ սերնդի թռչող և անօդաչու սարքերի վերջին տարբերակներում հիմնականում որպես փոպավորված անտենային ցանցերի ճառագայթիչ, կիրառվում են հաճախության ձևափոխիչ սարքեր ՊՄՍ-ի վրա:

ԳԲՀ ազդանշանի տարածական մշակմամբ համակարգերում հիմնականում կիրառվում են վերը նշված ձևափոխիչները, հետևաբար՝ սխեմատիկական նախագծման և մշակման հիմքում դրված է հաճախության ձևափոխման մեխանիզմի իրական հիմնավորումը:

Առանցքային բառեր. մոտարկում, պարամետրիկ բաժանիչ, բազմապատկիչ, մղում, սպեկտր, վոլտ-ամպերային, վոլտ-կուլոնային բնութագրեր:

INVESTIGATING THE MECHANISM OF FREQUENCY TRANSFORMATION IN PARAMETRIC SYSTEMS OF COMMUNICATION

M.S. Azoyan

At present, in connection with the development of telecommunication, there is a need to create reliable and small-size ultra-high frequency (microwave) devices with wide functional capabilities. Therefore, the problem of developing and researching both new and known devices is urgent in order to use them in a number of non-traditional microwave systems. The aforementioned devices are especially in demand for the creation of aeronautical, space, microwave telecommunication systems. In the 1980s, a new generation of solid state devices, performing the functions of filtering, generating and amplifying oscillations, stabilizing the frequency, generating and processing signals, became a basis for the creation of communication systems at microwave frequencies.

The nature of the appearance of the transformed frequency can depend on various reasons, especially in autogenerators in the hard excitation regime, in frequency multipliers where, in addition to the basic multiplication regime, numerous combinational frequencies are formed. In connection with this, the devices constructed have a limited application due to the instability of the frequency spectrum of the output signal.

In the microwave range, frequency converters are the main components of large devices, since direct conversion up or down, even with a factor of two, greatly simplifies the design, which clearly affects the weight and dimensions of telecommunication facilities.

It is known that in the latest variants of the fifth-generation aircraft, and in unmanned aerial vehicles, active antennae are mainly used as the main element of the phased array antenna. It is for transmitting and receiving signals with spatial processing that microwave converters are used, consequently for circuit design and device development, a real justification for the frequency conversion mechanism is needed.

Keywords: approximation, parametric, divisor, multiplier, pumping, spectrum, volt-ampere, volt-coulomb characteristics.