

УДК 621.396.96

## О ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ВАРАКТОРНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

А. И. ЛОГВИН, Э. А. ЛУТИН

Получена связь между фазовыми и амплитудными характеристиками варакторных умножителей при изменении режима работы устройства.

**Ключевые слова:** умножитель частоты, фазовые характеристики, эффективность,

**Введение.** Поскольку полупроводниковые умножители частоты находят применение в активных антенных решетках [1], их фазовые характеристики приобретают особое значение с точки зрения учета их влияния на параметры активного модуля и всей антенной решетки в целом, а также в случае использования для уменьшения фазовых ошибок модуля или для управления фазой. Ниже рассмотрены фазовые характеристики однокаскадных варакторных умножителей частоты (ВУЧ) параллельного и последовательного типов в режиме запертого р-п-перехода.

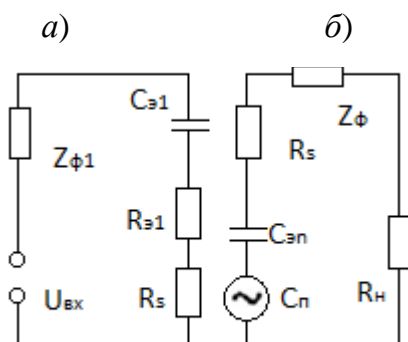


Рис. 1.

**Вывод основных соотношений.** Расчет фазовых характеристик ВУЧ параллельного типа основан на известных эквивалентных схемах умножителя по входной и выходной частотам [1-3], изображенных на рис. 1 а, б, где  $Z_{\phi 1}$ ,  $Z_{\phi n}$  — сопротивления фильтров;  $C_{\varepsilon 1}$ ,  $C_{\varepsilon n}$  — эквивалентные емкости по первой и выходной гармоникам;  $R_{\varepsilon 1}$  — эквивалентное сопротивление по первой гармонике;  $R_c$  — сопротивление потерь в варакторе;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $u_{вх}$  — мгновенное значение входного напряжения;  $U_n$  — напряжение на нагрузке;  $e_n$  — напряжение эквивалентного генератора выходной гармоники.

Согласно эквивалентной схеме и работе [3] фаза колебаний эквивалентного генератора  $n$ -й гармоники должна складываться из фазы тока  $n$ -й гармоники  $\varphi_n$  и аргумента полного сопротивления выходной цепи  $\varphi_{вых}$ . Поскольку, с точностью до постоянного сдвига, фаза колебаний эквивалентного генератора равна  $n(-\varphi_1 + \varphi_{вх})$  (где  $\varphi_1$  — сдвиг фазы между входным напряжением и током первой гармоники;  $\varphi_{вх}$  — фаза входного напряжения, отсчитываемая от фазы некоторого опорного напряжения задающего генератора), то  $n(-\varphi_1 + \varphi_{вх}) = \varphi_n + \varphi_{вых}$ .

При активной нагрузке фаза выходных колебаний совпадает с фазой тока:

$$\varphi_n = n \cdot (\varphi_{вх} - \varphi_1) - \varphi_{вых}. \quad (1)$$

Из (1) следует, что пределы изменения фазы колебаний в нагрузке умножителя (вследствие расстройки входной цепи) тем больше, чем выше порядок умножения ВУЧ.

Рассмотрим предварительно влияние расстройки входного и выходного контуров на эффективность умножительного каскада. Полагая, что генератор входной мощности связан с ВУЧ посредством тракта с волновым сопротивлением  $W$ , запишем полную эффективность каскада в виде

$$\eta = [1 - |\hat{\Gamma}|^2] \cdot \eta_{\text{ум}} \quad (2)$$

где  $\hat{\Gamma}$  — коэффициент отражения по напряжению от входа ВУЧ;  $\eta_{\text{ум}}$  — эффективность ВУЧ, определяемая отношением выходной мощности к мощности на входе умножителя.

Как известно,

$$\hat{\Gamma} = \frac{Z_{\text{BX}} - W}{Z_{\text{BX}} + W}, \quad (3); \quad \eta_{\text{ум}} = \frac{R_{\text{Э1}}}{R_{\text{С}} + R_{\text{Э1}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{С}}}, \quad (4)$$

где

$$Z_{\text{BX}} = (R_{\text{Э1}} + R_{\text{С}}) \cdot (1 + itg\varphi_1) \quad (5)$$

— входное сопротивление ВУЧ, записанное в комплексной форме.

Зависимости  $\hat{\Gamma}$  и  $\eta_{\text{ум}}$  от фазового сдвига  $\varphi_1$  во входном контуре умножителя можно определить с помощью метода последовательных приближений, сущность которого заключается в следующем. В нулевом приближении при  $\varphi_1 = 0$  полагаем, что  $R_{\text{Э1}} + R_{\text{С}} = W$  и не зависит от угла  $\varphi_1$ , т. е. что при  $\varphi_1 = 0$  входная цепь ВУЧ согласована с трактом, а нагрузка ВУЧ соответствует оптимальной эффективности в режиме полного запираания варактора.

В первом приближении, подставив в (3)  $Z_{\text{BX}} = W(1 + i \operatorname{tg} \varphi_1)$ , вычисляем коэффициент отражения от входа ВУЧ

$$\hat{\Gamma} = \frac{i \cdot \operatorname{tg} \varphi_1}{2 + i \cdot \operatorname{tg} \varphi_1}. \quad (6)$$

Для определения зависимости эффективности ВУЧ от расстройки входной цепи необходимо найти зависимость эквивалентного сопротивления  $R_{\text{Э1}}$  от этой расстройки ( $R_{\text{Э1}}$ , в свою очередь, зависит от глубины модуляции  $m$ ).

Глубина модуляции равна отношению амплитуды первой гармоники переменного напряжения на варакторе к напряжению смещения  $E$  на нем. При наличии отражений от входа ВУЧ

$$m = \frac{U_{\text{пад}}}{E} \cdot \frac{Q \cdot |1 + \hat{\Gamma}|}{\left(1 + \frac{R_{\text{Э1}}}{R_{\text{С}}}\right) \cdot \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1}},$$

где  $Q$  — добротность варактора;  $U_{\text{пад}}$  — амплитуда падающей волны.

При расчетах полагаем, что амплитуда падающей волны постоянна и не изменяется при расстройке входного контура ВУЧ. Из (6) в первом приближении получаем

$$\frac{m}{m_0} = \frac{2}{\sqrt{4 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1}}, \quad (7)$$

где  $m_0$  — глубина модуляции при  $\varphi_1 = 0$ .

Согласно [3] с учетом (7) в первом приближении можно рассчитать изменение эквивалентного сопротивления  $R_{\text{Э1}}$  при расстройке входного контура по выражению

$$\frac{R_{\text{Э1}}}{R_{\text{С}}} = \frac{2 \cdot \eta_0}{1 - \eta_0} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{4}\right)^{n-1}}, \quad (8)$$

где  $\frac{2 \cdot \eta_0}{1 - \eta_0}$  — оптимальное значение  $R_{\text{Э1}}/R_{\text{С}}$  при  $\varphi_1 = 0$ ;  $n$  — порядок умножения в ВУЧ;  $\eta_0$  — эффективность ВУЧ при  $\varphi_1 = 0$ .

Подставив (8) в (4) в случае оптимальной настройки входа и выхода ВУЧ при  $\varphi_1 = 0$ , получим выражение первого приближения для изменения эффективности при расстройке входной цепи

$$\frac{\eta_{\text{ум}}}{\eta_0} = \frac{1 + \eta_0}{2\eta_0 + (1 - \eta_0) \cdot \left(1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{4}\right)^{n-1}}. \quad (9)$$

## О фазовых характеристиках варакторных умножителей частоты

Для поиска второго приближения выражение (8) подставляем в (5) и затем производим вычисление  $\dot{\Gamma}$ ,  $m$  и  $\frac{R_{s1}}{R_s}$  во втором приближении и т. д. Проверка последующих приближений показала, что ряд итераций быстро сходится. Второе приближение по сравнению с первым уточняет результаты расчета примерно на 10%, но при этом значительно усложняет вывод последующих формул. Поэтому целесообразно ограничиться первым приближением. Подставив (6) и (9) в (2), получим выражение для полной эффективности ВУЧ

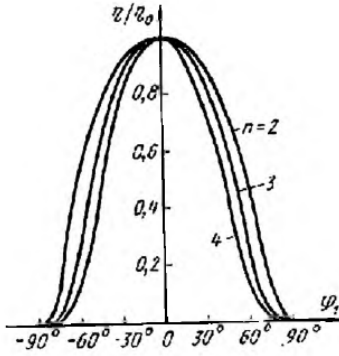


Рис. 2.

$$\frac{\eta}{\eta_0} = \frac{4 \cdot (1 + \eta_0)}{(4 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1) \cdot \left[ 2 \cdot \eta_0 + \left( 1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{4} \right)^{n-1} \right]} \quad (10)$$

Следовательно, при одном и том же порядке умножения зависимость эффективности от расстройки входной цепи тем меньше, чем больше начальная эффективность ВУЧ  $\eta_0$ . Для примера на рис. 2 показаны зависимости  $\frac{\eta}{\eta_0}$  от  $\varphi_1$  для ВУЧ на варакторе с плавным  $p-n$ -переходом с  $\eta_0 = 0,69$  при  $n = 2$ ;  $\eta_0 = 0,35$  при  $n = 3$  и  $\eta_0 = 0,15$  при  $n = 4$ . С ростом угла  $\varphi_1$  эффективность падает, причем тем быстрее, чем больше порядок

умножения ВУЧ.

Так как напряжение на входе умножителя  $U_{\text{вх}} = U_{\text{пад}} (1 + \dot{\Gamma})$ , то фаза входного напряжения с учетом (6) равна

$$\varphi_{\text{вх}} = \arctg \frac{\operatorname{tg} \varphi_1}{2 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1} \quad (11)$$

Из (11) следует, что  $\varphi_{\text{вх}}$  одного знака с  $\varphi_1$  и существуют такие значения  $\varphi_1$  при которых  $\varphi_{\text{вх}}$  приобретают экстремальные значения. Продифференцировав (11) и приравняв нулю, находим, что экстремальные значения  $\varphi_{\text{вх экстр}} = \arctg \pm \frac{\sqrt{2}}{4}$  достигаются при  $\varphi_1 = \arctg \pm \sqrt{2}$ . При  $\varphi_1 = 90^\circ$   $\varphi_{\text{вх}} = 0$ . Проанализируем влияние расстройки выходной цепи ВУЧ на его фазовые и энергетические характеристики. Аналогично рассмотренному случаю расстройка выходной цепи изменяет эквивалентные параметры входной. Представляя полное сопротивление нагрузки выходной цепи в виде

$$Z_H = (R_H + R_S) \cdot (1 + i \operatorname{tg} \varphi_{\text{вх}})$$

(где  $R_H + R_S$  при  $\varphi_{\text{вх}} = 0$  соответствуют оптимальной эффективности ВУЧ) и учитывая (1), можно показать, что отношение синфазной составляющей первой гармоники напряжения на варакторе ко входному току при наличии расстройки выходной цепи ВУЧ имеет вид:

$$Z_{31} = R_{31} \cos \varphi_{\text{вх}} - i R_{31} \sin \varphi_{\text{вх}} \quad (12)$$

т. е. расстройка выходной цепи приводит не только к уменьшению эквивалентного активного сопротивления, но и вносит во входную цепь дополнительную реактивность.

На основании (12) в первом приближении определяем:

$$\frac{R_{31}}{R_S} = \frac{2 \cdot \eta_0}{1 - \eta_0} \cdot \cos \varphi_{\text{вх}}; \quad \frac{\eta_{\text{ум}}}{\eta_0} = \frac{(1 + \eta_{00}) \cdot \cos \varphi_{\text{вх}}}{1 - \eta_0 + 2 \eta_0 \cdot \sin \varphi_{\text{вх}}}$$

Полагая, что вносимая реактивность имеет емкостный характер, получаем, что последовательно с емкостью  $C_{31}$  во входную цепь включается емкость  $\Delta C_{31} = \frac{1}{\omega R_{31} \sin \varphi_{\text{вх}}}$ .

Поскольку

$$\varphi_1 = \arctg \frac{X_\varphi - \frac{1}{\omega C_{31}}}{R_{31} + R_S} \quad (13)$$

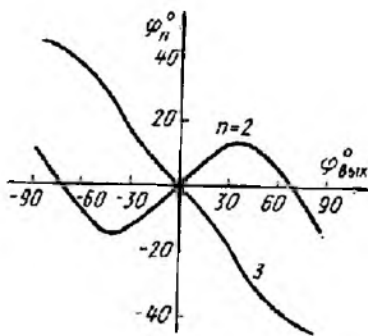
(где  $X_\phi$  — реактивное сопротивление фильтра), то, если при  $\varphi_{\text{вых}} = 0$  входная цепь настроена в резонанс, сдвиг фаз колебаний во входном контуре вследствие расстройки выходного составляет

$$\varphi_1 = -\arctg \left( \frac{\frac{R_{Э1} \cdot \sin \varphi_{\text{вых}}}{R_S}}{1 + \frac{R_{Э1}}{R_S}} \right).$$

С учетом (1) полное изменение фазы колебаний на выходе ВУЧ вследствие расстройки выходной цепи будет

$$(\varphi_n)_{\text{ВЫХ}} = n \cdot \arctg \frac{\eta_0 \sin 2\varphi_{\text{ВЫХ}}}{1 - \eta_0 + 2\eta_0 \cos \varphi_{\text{ВЫХ}}} - \varphi_{\text{ВЫХ}}. \quad (14)$$

Из (14) следует, что поскольку расстройки входной и выходной цепей происходят в противоположные стороны, то при определенных изменениях  $\varphi_{\text{ВЫХ}}$  и значениях  $n$  и  $\eta_0$  изменение фазы колебаний на выходе умножителя незначительно или полностью отсутствует.



На рис. 3 представлено изменение фазы выходных колебаний, обусловленное расстройкой выходной цепи и рассчитанное по (14) для  $n = 2$  и  $\eta_0 = 0,69$ ;  $n = 3$  и  $\eta_0 = 0,35$ . Как видим, изменение фазы ВУЧ незначительно — при полной расстройке выходного контура полное изменение фазы не превышает нескольких десятков градусов для  $n \leq 3$ . При этом эффективность ВУЧ изменяется от максимального значения до нуля.

Пренебрегая влиянием расстройки выходной цепи, запишем изменение фазы  $\Delta\varphi$  на выходе ВУЧ:

Рис. 3

$$\Delta\varphi = n \cdot \left( \arctg \frac{\operatorname{tg} \varphi_1}{2 + \operatorname{tg}^2 \varphi_1} - \varphi_1 \right). \quad (15)$$

Таким образом, с увеличением коэффициента умножения предельное изменение фазы увеличивается.

Сопоставляя (10) и (15) видим, что изменение фазы  $\Delta\varphi$ , взятое, например, по уровню 3 дБ изменения эффективности  $\eta$ , также увеличивается с ростом  $n$  и составляет:  $\Delta\varphi = \pm 65^\circ$  для  $n = 2$ ;  $\Delta\varphi = \pm 83^\circ$  для  $n = 3$ ;  $\Delta\varphi = \pm 94^\circ$  для  $n = 4$ . Полученные данные занижены, так как для простоты анализа не учтено влияние изменения емкости  $C_{Э1}$  на коэффициент глубины модуляции. Для увеличения крутизны выходной фазовой характеристики необходимо повысить эффективность ВУЧ в точке настройки  $\eta_0$  и увеличить коэффициент умножения  $n$ . Однако в умножителе на варакторах с ростом  $n$  существенно падает начальная эффективность.

Увеличения  $\eta_0$  в однокаскадных умножителях с  $n \geq 3$  можно достичь, используя диод с накоплением заряда, холостые контуры или умножитель последовательного типа. Умножительный каскад с малым порядком умножения при фазировании модуля активной решетки позволяет получить удовлетворительное изменение эффективности только в случае, если за ним стоят каскады последующего умножения.

Расстройку входной цепи и, следовательно, изменение фазы колебания на выходе умножителя можно осуществить разными способами. Рассмотрим расстройку путем изменения смещения на варакторе около определенного значения  $E$ , при котором осуществлялась настройка умножителя на максимальную эффективность.

При этом емкость варактора и его добротность в пренебрежении контактной разностью потенциалов меняются по законам:

$$C(U) = C_E \cdot \left(\frac{E}{U}\right)^\gamma; \quad (16) \quad Q = Q_0 \cdot \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma, \quad (17)$$

где  $C_E$  — емкость при напряжении смещения  $E$ ;  $\gamma$  — характеризует степень зависимости емкости от напряжения;  $Q_0$  — добротность варактора при  $U = E$ .

Тогда из (13) с учетом (8), (16) и (17), положив  $C_{31} \approx C_E$ , получим

$$\varphi_1 = \arctg \frac{Q_0 \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma \cdot \left[\frac{E}{U}\right]^\gamma}{1 + \frac{2\eta_0}{1-\eta_0} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{tg^2 \varphi_1}{4}\right)^{n-1}}}.$$

В общем случае эту зависимость в явном виде относительно  $\varphi_1$  выразить нельзя, однако при  $n \geq 3$ , когда  $\eta_0 < 0,5$ , ее можно упростить:

$$\varphi_1 = \arctg Q_0 \cdot \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma \cdot \left[1 - \left(\frac{E}{U}\right)^\gamma\right] \text{ при } \eta_0 < 0,5. \quad (18)$$

Полное изменение фазы с учетом отражения от входа примет вид:

$$\varphi_n = n \left\{ \arctg \frac{Q_0 \cdot \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma \cdot \left[1 - \left(\frac{E}{U}\right)^\gamma\right]}{2 + \left[Q_0 \cdot \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma \cdot \left[1 - \left(\frac{E}{U}\right)^\gamma\right]\right]^2} - \arctg Q_0 \left(\frac{U}{E}\right)^\gamma \cdot \left[1 - \left(\frac{E}{U}\right)^\gamma\right] \right\}. \quad (19)$$

Из (19) следует, что  $\varphi_n$  не может превышать  $180^\circ n$ .

Важный параметр фазовой характеристики – ее крутизна в районе точки настройки. Продифференцировав (19), получим

$$\frac{\Delta \varphi_n}{\frac{\Delta U}{E}} = \frac{1}{2} \cdot n \gamma Q_0 \quad (20)$$

или в более удобной форме (в градусах на 1 % изменения напряжения)  $\Delta \varphi_n^\circ = 0,29 n \gamma Q_0$ . Например, при  $n = 3$ ,  $\gamma = \frac{1}{3}$  и  $Q_0 = 100$  имеем  $\Delta \varphi_n^\circ = 29^\circ$  на 1% изменения напряжения.

По предложенной методике аналогично можно получить выражения, описывающие фазовые свойства последовательного ВУЧ в режиме запятого  $p$ - $n$ -перехода. При этом основные выражения, характеризующие изменение коэффициента преобразования и фазы на выходе последовательного ВУЧ, полностью совпадают с аналогичными выражениями для параллельного. Отличаются только выражения для эквивалентного активного сопротивления преобразования, имеющие для последовательного ВУЧ вид:

$$\frac{R_{31}}{R'_{S1}} = \frac{1 - \eta_0}{2\eta_0} \cdot \left(1 + \frac{tg^2 \varphi_1}{4}\right)^{n-1}; \quad \left(\frac{R_{31}}{R'_{S1}}\right)_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 - \eta_0}{2\eta_0 \cos \varphi_{\text{ВЫХ}}}, \text{ где } R'_{S1} = R_S \cdot Q^2.$$

Некоторое различие лишь в том, что изменение эффективности при одинаковой расстройке цепей для последовательного ВУЧ при  $n \geq 3$  меньше, чем для параллельного, поскольку при одинаковой добротности варакторов он характеризуется большей эффективностью.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Лутин Э.А., Шкаликов В.Н. Антенная решетка с аналоговым управлением ДНА. Авторское свидетельство №546488 от 20.05.1983 г.
2. Лутин Э.А., Трепаков В.К. Анализ умножителя частоты на ДНЗ в синхронизированном автогенераторе на ДПЭ. В сб. «полупроводниковые приборы в технике электросвязи», апрель 1973 г.

**PHASE CHARACTERISTICS VARACTORS MULTIPLIERS OF FREQUENCY.**

Described connection betwtn phase and amplitude characteristics of varactors multipliers frequency with change mode operation of devices.

Keywords: multiplier of frequency, phase characteristics, efficiency.

**REFERENCES**

1. Lutin E.A., SHkalikov V.N. Antennaya reshetka s analogovym upravleniem DNA. Avtorskoe svidetel'stvo №546488 ot 20.05.1983 g.
2. Lutin E.A., Trepakov V.K. Analiz umnozhitelya chastoty na DNZ v sinhronizirovannom avtogeneatore na DPE. V sb. «poluprovodnikovye pribory v tekhnike elektrosvyazi», aprel' 1973 g.

**Сведения об авторах.**

**Логвин Александр Иванович**, 1944 г.р., окончил КГУ(1966), доктор технических наук, профессор МГТУ ГА, заслуженный деятель науки РФ, автор более 510 научных работ, область научных интересов – радиолокация, техническая эксплуатация РЭО, системы УВД.

**Лутин Эмиль Аркадьевич**, 1942 г.р., окончил МАИ (1966), доктор технических наук, профессор МГТУ ГА, автор более 100 научных работ, область научных интересов – радиолокация, дистанционное зондирование.