

компенсирует потери только в G_n , усиление по мощности равно всего лишь четырем.

На практике при усилении реального сигнала, фаза которого не известна, а частота может изменяться в некоторой полосе, соблюдение условий синхронного режима невозможно. Пусть частота сигнала ω будет не точно $\omega_n/2$, а $\omega = \omega_n/2 + \Omega$, где Ω — небольшое отклонение, не выходящее из полосы прозрачности колебательного контура. Тогда комбинационная частота будет $\omega_n - \omega = \omega_n - (\omega_n/2 + \Omega) = \omega_n/2 - \Omega$. При этом в полосе пропускания контура оказываются два колебания: одно с частотой $\omega_n/2 + \Omega$ (полезный сигнал) и другое с частотой $\omega_n/2 - \Omega$ (комбинационная частота).

Соотношение между амплитудами указанных двух колебаний зависит от глубины модуляции емкости m и величины Ω . Подробный анализ, который здесь не приводится, показывает, что при значениях m , близких к критическому [см. (10.42)], и относительно малой расстройке Ω амплитуды обоих колебаний примерно одинаковы. Возникают биения и связанные с этим последствия (пульсация амплитуды и изменения фазы результирующего колебания). Можно, правда, показать, что даже при расхождении частот ω и $\omega_n/2$ средняя за период биений мощность колебаний больше, чем при отсутствии параметрического воздействия, т. е. что и в этом, так называемом *бигармоническом*, режиме имеет место усиление сигнала. Однако подобный режим работы усилителя не всегда приемлем.

От недостатков, присущих одноконтурному параметрическому усилителю, свободна схема, рассматриваемая в следующем параграфе.

10.7. ДВУХКОНТУРНЫЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Принципиальная схема двухчастотного или, как его часто называют, двухконтурного усилителя изображена на рис. 10.16. Первый, сигнальный, контур настраивается на центральную частоту спектра сигнала (резонансная частота $\omega_{p1} \approx \omega_1$), а второй, «холостой», контур — на частоту ω_{p2} , достаточно сильно отличающуюся от ω_{p1} .

Частота накачки выбирается из условия

$$\omega_n = \omega_{p1} + \omega_{p2}. \quad (10.43)$$

При выборе частоты ω_{p2} исходят из условия, что частота сигнала ω_1 находится вне полосы прозрачности вспомогательного контура. Но комбинационная частота $\omega_2 = \omega_n - \omega_1$ должна находиться вне рабочей полосы сигнального контура.

При выполнении этих условий на сигнальном контуре будет существовать лишь одно напряжение частоты ω_1 , а на вспомогательном контуре — частоты ω_2 . Считая амплитуды E_1 и E_2 этих напряжений малыми по сравнению с E_n , можно заменить нелинейную емкость $C_{нл}$, совместно с генератором накачки, *линейной* параметрической емкостью $C(t)$, изменяющейся с частотой ω_n , как это было сделано в § 10.5. Тогда под воздействием напряжения

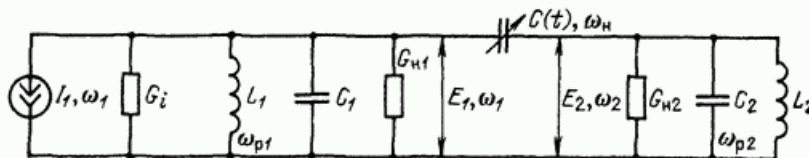


Рис. 10.16. Двухчастотный параметрический усилитель

сигнала $e_1(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ в цепи переменной емкости $C(t) = C_0 - \Delta C \cos(\omega_n t + \theta_n)$ возникает (помимо других составляющих, не представляющих в данном случае интереса) ток

$$i_{\omega_n - \omega_1}(t) = i_{\omega_1}(t) = \frac{1}{2}(\omega_n - \omega_1) \Delta C E_1 \sin[(\omega_n t + \theta_n - (\omega_1 t + \theta_1))] = \\ = \frac{1}{2} \omega_2 \Delta C E_1 \sin[\omega_2 t + (\theta_n - \theta_1)] = I_{\omega_1} \sin[\omega_2 t + (\theta_n - \theta_1)] \quad (10.44)$$

[см. 10.36)]. Здесь $I_{\omega_1} = \frac{1}{2} \omega_2 \Delta C E_1$.

На сопротивлении холостого контура $Z_2(i\omega_2) = Z_2(\omega_2) e^{i\varphi_2}$ ток $i_{\omega_1}(t)$ создает падение напряжения

$$I_{\omega_1} Z_2(\omega_2) \sin(\omega_2 t + \theta_n - \theta_1 + \varphi_2) = \frac{1}{2} \omega_2 \Delta C Z_2(\omega_2) E_1 \times \\ \times \sin(\omega_2 t + \theta_n - \theta_1 + \varphi_2).$$

Эквивалентную ЭДС, действующую на емкость $C(t)$, запишем, как и в § 8.16 [см. (8.99)], в форме

$$e_2(t) = E_2 \cos(\omega_2 t + \theta_2) = -\frac{1}{2} \omega_2 \Delta C Z_2(\omega_2) E_1 \sin(\omega_2 t + \theta_n - \theta_1 + \varphi_2) = \\ = E_2 \cos[\omega_2 t + \theta_n - \theta_1 + \varphi_2 + \pi/2],$$

где $E_2 = \frac{1}{2} \omega_2 \Delta C Z_2(\omega_2) E_1$.

Комбинационный ток $i_{\omega_n - \omega_2}(t)$, обусловленный этой ЭДС, по аналогии с выражением (10.44) будет

$$i_{\omega_n - \omega_2}(t) = i_{\omega_2}(t) = \frac{1}{2}(\omega_n - \omega_2) \Delta C E_2 \sin[(\omega_n - \omega_2)t + \theta_n - \\ - (\theta_n - \theta_1 + \varphi_2 + \pi/2)] = \frac{1}{2} \omega_1 \Delta C E_2 \sin(\omega_1 t + \theta_1 - \varphi_2 - \pi/2) = \\ = -\frac{1}{2} \omega_1 \Delta C E_2 \cos(\omega_1 t + \theta_1 - \varphi_2). \quad (10.45)$$

Заметим, что фаза накачки θ_n и частота ω_n в выражении (10.45) отсутствуют.

С учетом приведенного выше соотношения для E_2 последнее равенство можно записать в форме

$$i_{\omega_1}(t) = -(\Delta C/2)^2 \omega_1 \omega_2 Z_2(\omega_2) E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1 - \varphi_2).$$

Как видим, по отношению к сигнальному контуру нелинейная емкость C_n вместе с генератором накачки и холостым контуром может быть замещена проводимостью, учитывающей найденный ток $i_{\omega_1}(t)$.

Комплексная амплитуда этого тока

$$I_{\omega_1} = -(\Delta C/2)^2 \omega_1 \omega_2 Z_2(\omega_2) e^{-i\varphi_2} E_1 e^{i\theta_1}.$$

Комплексная амплитуда напряжения $e_1(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ на сигнальном контуре $E_1 = E_1 e^{i\theta_1}$. Следовательно, проводимость, шунтирующая сигнальный контур, будет

$$G_{\text{эк}}(i\omega_1) = \frac{I_{\omega_1}}{E_1} = -\left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2 \omega_1 \omega_2 Z_2(\omega_2) e^{-i\varphi_2} = \\ = -\left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2 \omega_1 \omega_2 Z_2^*(i\omega_2) = -\left(\frac{mC_0}{2}\right)^2 \omega_1 \omega_2 Z_2^*(i\omega_2), \quad (10.46)$$

где $Z_2^*(i\omega_2) = Z_2(\omega_2) e^{-i\varphi_2}$ — функция комплексно-сопряженная функции $Z_2(i\omega_2)$.

Для резонанса, когда $\omega_1 = \omega_{p1}$ и, следовательно, $\omega_2 = \omega_{p2}$, сопротивление вспомогательного контура будет $R_{n2} = 1/G_{n2}$ и формула (10.46) принимает вид

$$G_{\text{эк}}(\omega_{p1}) = -(mC_0/2)^2 \omega_1 \omega_2 R_{n2}. \quad (10.47)$$

На схеме замещения, представленной на рис. 10.17, элементы, расположенные слева от штриховой линии, соответствуют сигнальному контуру усилителя, а справа — нелинейной емкости вместе со вспомогательным контуром. Полученная схема по существу совпадает со схемой одноконтурного усилителя (см. рис. 10.15). Различие лишь в способе определения эквивалентной отрицательной проводимости.

Подробности, связанные с определением комбинационных колебаний $i_{\omega_n - \omega_1}(t)$ и $i_{\omega_n - \omega_2}(t)$, приведены с целью привлечения внимания к следующим преимуществам двухконтурного усилителя:

а) эквивалентная отрицательная проводимость, а следовательно, и усиление мощности *не зависят от фазы напряжения накачки*;

б) *не требуется* соблюдение определенного соотношения между частотами ω_1 и ω_n .

Оба эти свойства двухконтурного усилителя объясняются тем, что полная фаза комбинационного тока $i_{\omega_n - \omega_2}$ в выражении (10.45), определяющая характер эквивалентной проводимости $G_{\text{эк}}$, по существу является разностью фаз напряжений накачки $e_n(t)$ и $e_2(t)$. Первая из них имеет вид $(\omega_n t + \theta_n)$, а вторая $(\omega_2 t + \theta_n - \theta_1)$ (без учета φ_2 и $\pi/2$). При образовании разности θ_n выпадает, а разностная частота $\omega_n - \omega_2$ в любом случае совпадает с частотой сигнала (поскольку $\omega_2 = \omega_n - \omega_1$).

Коэффициент усиления двухконтурного усилителя при резонансной частоте ($\omega_1 = \omega_{p1}$) можно определить из выражения, аналогичного формуле (10.40):

$$K_P = 1/(1 + G_{\text{нн}}/2G_{\text{н1}})^2, \quad (10.48)$$

где $G_{\text{эк}}$ вычисляется по формуле (10.46), а $G_{\text{н1}}$ — проводимость нагрузки сигнального контура.

При отклонении частоты сигнала ω_1 от резонансной частоты ω_{p1} и соответственно частоты ω_2 от ω_{p2} модуль сопротивления $Z(i\omega_2)$ уменьшается, что приводит к уменьшению модуля $G_{\text{эк}}$ и, следовательно, коэффициента усиления мощности.

Основываясь на выражении (10.46), можно вычислить АЧХ и полосу пропускания двухконтурного усилителя.

Условие устойчивости усилителя в данном случае можно записать в форме

$$|G_{\text{эк}}| = (mC_0/2)^2 \omega_1 \omega_2 R_{\text{н2}} < 2G_{\text{н1}}$$

или

$$m < 2\sqrt{2} \sqrt{G_{\text{н}}/R_{\text{н2}} \omega_1 \omega_2 C_0^2}.$$

Рассмотрим энергетический баланс в двухчастотном усилителе в зависимости от соотношения частот ω_1 и ω_2 . Пусть заданы частота ω_1 и мощность P_s сигнала на входе усилителя. Так как с повышением вспомогательной частоты ω_2 модуль отрицательной величины $G_{\text{эк}}$ увеличивается [см. (10.46)], то и K_P также растет [см. (10.48)]. Мощность сигнала на выходе усилителя $P_{\omega_1} = K_P P_s$.

Для определения требуемой мощности генератора накачки P_{ω_n} , а также мощности P_{ω_2} , выделяемой во вспомогательном контуре, воспользуемся теоремой Мэнли-Роу. На основании выражения (7.104') можно записать следующие соотношения:

$$P_{\omega_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} P_{\omega_1}, \quad P_{\omega_n} = \frac{\omega_n}{\omega_1} P_{\omega_1} = P_{\omega_1} + P_{\omega_2}.$$

(Знак минус в последнем выражении опущен, так как очевидно, что эта мощность отбирается от генератора накачки.) Соотношение мощностей P_s , P_{ω_1} , P_{ω_2} и P_{ω_n} иллюстрируется рис. 10.18. Из этого рисунка видно, что при $\omega_2 > \omega_1$ на вспомогательном контуре выделяется мощность, большая, чем на сигнальном. Таким образом, хотя с повышением частоты ω_2 мощность P_{ω_1} и растет, распределение мощности, отбираемой от генератора накачки, изменяется в пользу частоты ω_2 . Несмотря на это, часто работают в режиме $\omega_2 > \omega_1$, так как при усилении слабого сигнала основное значение имеет не степень использования мощности P_{ω_n} , а отношение мощности P_{ω_2} к P_s , т. е. K_p .

Для иллюстрации количественных соотношений в двухчастотном параметрическом усилителе приведем следующий пример.

Пусть требуется осуществить усиление сигнала на частоте $f_1 = 30$ МГц при ширине спектра $2\Delta f_0 = 100$ кГц.

Исходные данные первого (сигнального) контура: характеристическое сопротивление $\rho_1 = 100$ Ом; внутреннее сопротивление источника сигнала, шунтирующее контур, $R_i = 5$ кОм; сопротивление нагрузки $R_{н1} = 5$ кОм.

Исходные данные второго (холостого) контура: резонансная частота $f_{p2} = 60$ МГц; характеристическое сопротивление $\rho_2 = 50$ Ом; сопротивление нагрузки $R_{н2} = 5$ кОм.

Прежде чем вычислять требуемую вариацию емкости варикапа, найдем предельную величину проводимости $G_{\text{вк}}$, которую можно подключать к сигнальному контуру при заданной ширине спектра сигнала $2\Delta f_0$.

Максимальная добротность сигнального контура (при шунтировании отрицательной проводимостью), очевидно, не должна превышать

$$Q_1 \leq f_1 / 2\Delta f_0 = 30 \cdot 10^6 / 100 \cdot 10^3 = 300.$$

При $\rho_1 = 100$ Ом результирующая проводимость, шунтирующая первый контур, должна быть не менее

$$G_i + G_{н1} + G_{\text{вк}} \geq 1/\rho_1 Q_1,$$

откуда

$$G_{\text{вк}} \geq 1/\rho_1 Q_1 - (G_i + G_{н1}) = 1/\rho_1 Q_1 - 2G_{н1} = -367 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

Подставляя значения $G_{\text{вк}}$, ω_1 , ω_2 и $R_{н2}$ в формулу (10.47), находим

$$mC_0/2 = \Delta C/2 = \sqrt{|G_{\text{вк}}|/\omega_1 \omega_2 R_{н2}} \approx 3 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

откуда

$$\Delta C = 6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 6 \text{ пФ.}$$

Требуемое значение ΔC можно реализовать с помощью обычного варикапа. Существующие в настоящее время варикапы допускают, например, изменение емкости до 30 пФ.

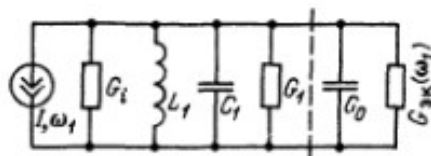


Рис. 10.17. Схема замещения двухконтурного параметрического усилителя

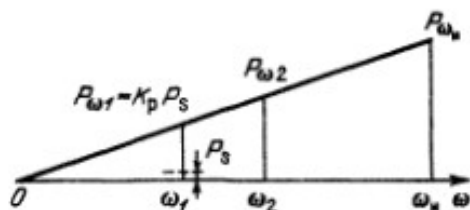


Рис. 10.18. Соотношение мощностей на различных частотах в двухконтурном параметрическом усилителе

Коэффициент усиления мощности вычислим по формуле (10.48):

$$K_P = 1 / \left(1 - \frac{367 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} \right)^2 \approx 147.$$

В заключение отметим основные преимущества и недостатки параметрического усилителя.

Важным преимуществом параметрического усилителя является относительно низкий уровень шумов по сравнению с транзисторными или ламповыми усилителями. В § 7.3 отмечалось, что главным источником шумов в транзисторном и ламповом усилителях является дробовой эффект, обусловленный хаотическим переносом дискретных зарядов электронов и дырок (в транзисторе). В параметрическом усилителе аналогичный эффект имеет место в приборе, осуществляющем модуляцию параметра. Например, изменение емкости варикапа происходит за счет перемещений электронов и дырок. Однако интенсивность потока носителей электричества в варикапе во много раз меньше, чем в транзисторе или лампе. В последних интенсивность потока определяет непосредственно мощность полезного сигнала, выделяемого в цепи нагрузки, а в варикапе — всего лишь эффект модуляции параметра. Ослабление влияния дробового эффекта столь значительно, что в параметрическом усилителе уровень шумов определяется в основном тепловыми шумами. В связи с этим часто применяют охлаждение параметрического диода до 5 ... 10 К.

Недостатком параметрического усилителя является сложность развязки цепей накачки и сигнала.

В схеме, представленной на рисунке 10.14, а, характерной для параметрических усилителей метрового диапазона, развязка осуществляется с помощью разделительных конденсаторов и блокировочных дросселей. В диапазоне СВЧ, на которых особенно широко применяются параметрические усилители, приходится прибегать к весьма сложным конструкциям, сочетающим в одном узле двухчастотную колебательную цепь в виде полых резонаторов, варикап и специальные элементы развязки (циркулятор, направленный ответвитель, поглотитель, заградительный фильтр). Эти вопросы рассматриваются в специальных курсах.

10.8. ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ КОЛЕБАНИЙ

Из материала предыдущих параграфов следует, что параметрический усилитель, в котором глубина модуляции m нелинейной емкости или индуктивности доводится до значения, превышающего некоторое критическое $m_{кр}$, превращается в генератор. Подобные генераторы называются **п а р а м е т р о н а м и**. Простейший параметрон представляет собой колебательный контур, один из элементов которого — нелинейная емкость или индуктивность — подвергается периодическому изменению во времени с помощью генератора накачки.

Можно наметить следующую картину возникновения и нарастания колебания в параметрическом генераторе. Пусть закон изменения емкости варикапа определяется выражением

$$C(t) = C_0 / (1 + m \sin \omega_n t), \quad (10.49)$$

где частота накачки $\omega_n = 2\omega_p$; ω_p — резонансная частота колебательного контура.