# Глава 11

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

## 11.1. Назначение и разновидности преобразователей частоты

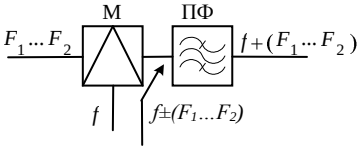


Рис. 11.1

Формирование многоканальных сигналов в системах передачи с ЧРК осуществляется при помощи преобразователей частоты (ПЧ). Назначение ПЧ заключается в переносе полосы частот сигнала $F_1 \ldots F_2$ в область частот $f - (F_1 \ldots F_2)$ или $f + (F_1 \ldots F_2)$ и формирования однополосного сигнала в определенной области частот. В современной каналообразующей аппаратуре с ЧРК применяются ПЧ, представляющие собой сочетание амплитудного модулятора М и электрического фильтра, чаще всего полосового (ПФ), который пропускает нижнюю (или верхнюю) боковую полосу частот, подавляет неиспользуемую верхнюю (или нижнюю) боковую полосу и побочные продукты преобразования (рис.11.1). На один из входов модулятора подается полоса *F1...F2* преобразуемого сигнала, а на другой – несущая частота *f*.

Требования к электрическим фильтрам и методы их реализации излагаются в гл. 12, в данной главе рассматриваются амплитудные модуляторы (АМ) применительно к задачам ПЧ.

*По назначению* ПЧ и модуляторы, входящие в их состав, подразделяются на индивидуальные, преобразующие полосу частот одного канала, и групповые, выполняющие функцию преобразования полосы частот группы каналов.

*По месту применения* ПЧ и модуляторы могут классифицироваться по выполняемым функциям в тракте передачи и тракте приема. Модуляторы в тракте приема часто называют демодуляторы, хотя они одинаковы с модуляторами тракта передачи по схемам, режимам работы и конструкции.

По типу применяемых в схемах АМ нелинейных элементов различают модуляторы пассивные (диодные) и активные (транзисторные). Пассивные модуляторы вносят затухание в тракт передачи сигналов, для активных характерно усиление преобразуемого сигнала.

По схемному построению различают применяемые на практике балансные (двухтактные) и двойные балансные (кольцевые) модуляторы.

## 11.2. Основные параметры модуляторов и требования к ним

К электрическим параметрам модуляторов, определяющим почти все его основные свойства, относятся: спектральный состав тока на выходе модулятора, его рабочее затухание, нелинейные и собственные шумы,

а также номинальные значения входных сопротивлений модулятора.

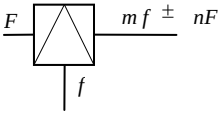

Рис. 11.2

Рассмотрим основные электрические параметры амплитудных модуляторов аппаратуры АСП и требования к ним, вытекающие из обеспечения норм на параметры каналов и трактов передачи.

*Спектральный состав тока на выходе модулятора.* За счет комбинации поступающих на модулятор сигналов (преобразуемого с частотой $F$ и несущего с частотой $f$) на его выходе вследствие нелинейности характеристик появятся колебания с частотами вида $mf$ и $nf \pm mF$ (рис.11.2), где $m$ и $n$ – целые числа.

Полезными продуктами нелинейного преобразования являются лишь боковые колебания вида $f \pm F$. Остальные продукты являются вредными или побочными и засоряют спектр многоканального сигнала.

Лучшим является такой модулятор, на выходе которого амплитуды полезных боковых колебаний максимальны, а количество и амплитуды побочных продуктов минимальны.

*Рабочее затухание модулятора.* Рабочее затухание определяется отношением величин мощности полезного продуктов на входе и выходе модулятора

$$a = 10\lg(P_F / P_{f\pm F}) = p_F - p_{f\pm F}$$

где $P_F$ – мощность источника модулируемого сигнала частотой $F$, которая выделяется на согласованной с ним нагрузке (подводится к входу модулятора); $P_{f\pm F}$ – мощность полезных боковых продуктов с частотами $f \pm F$, которая выделяется в нагрузке модулятора.

Идеальным модулятором будет тот, который имел бы рабочее затухание $a = 10\lg 2 = 3$ дБ, поскольку полезной является лишь одна из боковых полос частот $f + F$ или $f - F$, а отношение определяет мощность, расходуемую на обе боковые полосы. Следовательно, требованием к рабочему затуханию модулятора является обеспечение приближения его величины к значению 3 дБ.

*Нелинейные и собственные шумы модулятора.* Нелинейные и собственные шумы модулятора составляют основную долю шумов каналообразующего оборудования. Нелинейные шумы обусловлены тем, что даже в режиме, сколь угодно близком к линейному или параметрическому имеется слабое нелинейное взаимодействие между составляющими преобразуемого сигнала. В результате такого взаимодействия на выходе модулятора появляются нежелательные продукты с частотами вида $f \pm 2F$, $f \pm 3F$ и т.д., то есть вторые, третьи и т.д. гармоники преобразуемого сигнала (нелинейные шумы).

Нелинейные шумы оцениваются затуханиями нелинейности модулятора:

$a_{2Г} = 20\lg(U_{f\pm F} / U_{f\pm 2F}) = p_{f\pm F} - p_{f\pm 2F}$ – затухание второй гармоники;

$a_{3Г} = 20\lg(U_{f\pm F} / U_{f\pm 3F}) = p_{f\pm F} - p_{f\pm 3F}$ – затухание третьей гармоники.

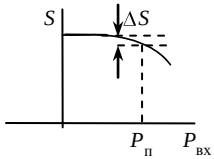

Рис. 11.3

Нелинейные шумы (особенно по второй и третьей гармоникам) уменьшаются при увеличении глубины отрицательной обратной связи и уменьшении уровня входного преобразуемого сигнала и резко увеличиваются при превышении порога перегрузки.

О пороге перегрузки модулятора судят по его амплитудной характеристике, которая представляет собой зависимость рабочего затухания (для активных модуляторов – усиления) модулятора от уровня сигнала на входе. Порог перегрузки определяется таким входным уровнем $p_{вх} = p_п$, при котором рабочее затухание увеличивается (рабочее усиление уменьшается) на $\Delta a = \Delta S = 0{,}3$ дБ (рис. 11.3) по сравнению с номинальным значением.

Для уменьшения нелинейных шумов уровень преобразуемого сигнала понижают до предельно допустимой величины, определяемой собственными шумами модулятора.

*Собственные шумы модулятора* принято оценивать коэффициентом шума $k_ш$, который показывает, во сколько раз мощность шума данного модулятора больше мощности шума такого же модулятора с “идеальными” нешумящими диодами или транзисторами. Коэффициент шума пассивного модулятора зависит от его схемы, типа диода, напряжения и частоты несущего колебания. Измеренный в полосе частот одного канала ТЧ он имеет величину порядка 10 и более. Шумы активных модуляторов в общем случае больше, чем пассивных. Однако за счет более высокого уровня преобразуемого сигнала (вследствие их более высокой линейности за счет глубокой ООС) активные модуляторы могут обеспечить лучшую шумовую защищенность каналов передачи.

*Номинальные значения входных сопротивлений модулятора.* Номинальные значения входных сопротивлений со стороны нагрузок определяют степень возможного согласования нагрузки с модулятором, а со стороны несущего колебания – потребление мощности от генератора. Значения входных сопротивлений пассивных модуляторов зависит в основном от сопротивления диодов, а активных – от схем транзисторных усилителей, что будет видно из рассмотрения конкретных схем модуляторов.

Модулятор обладает наилучшими характеристиками при параметрическом режиме, когда параметры управляемых (переключаемых) элементов (диодов или транзисторов) изменяются скачкообразно в такт с несущей частотой. В этом случае для преобразуемого сигнала модулятор представляется линейной цепью: при параметрической модуляции отсутствует нелинейное взаимодействие между составляющими преобразуемого сигнала. Так в пассивном модуляторе диоды работают в ключевом режиме, и их сопротивление изменяется скачкообразно, в такт с несущей частотой.

На рис.11.4 представлены: вольт-амперная характеристика диода (рис.11.4,а) и зависимость его сопротивления от приложенного напряжения (рис.11.4,б). Обычно напряжение несущей частоты значительно превышает напряжение преобразуемого сигнала, то есть $U_f >> U_F$. При $U_f > 1\text{В}$ диод работает в режиме ключа (рис.11.5,в), и его сопротивление $r$ при положительных значениях напряжения небольшое (около 100 Ом), а при отрицательных $R$ – значительно увеличивается (до сотен кОм). Качество диода в режиме ключа оценивается коэффициентом выпрямления $k = R / r$, обычно $k \approx 1000$.

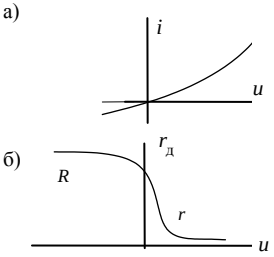

Рис. 11.4

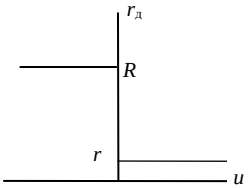

Рис. 11.5

## 11.3. Амплитудный модулятор балансной схемы

Пассивные балансные модуляторы с появлением активных модуляторов утратили свое значение и встречаются только в аппаратуре АСП прежних выпусков. Главные их недостатки – значительная нелинейность, большое рабочее затухание (не менее 10 дБ) и невозможность согласования с нагрузками.

Варианты пассивных балансных модуляторов представлены на рис. 11.6. В шунтовой схеме модулятора (рис.11.6,а) используется управляемое сопротивление диодов, которое в такт с несущей частотой периодически шунтирует цепь передачи входного сигнала. В модуляторе последовательной схемы (рис.11.6,б) диоды периодически обрывают цепь передачи. В обеих схемах ЭДС несущей частоты включена в диагональ моста и, если мост сбалансирован (диоды одинаковы), ток несущей частоты в нагрузке отсутствует.

В активном балансном модуляторе (рис. 11.7) используется двухтактный усилитель, состоящий из двух одинаковых однотактных. Оба усилителя

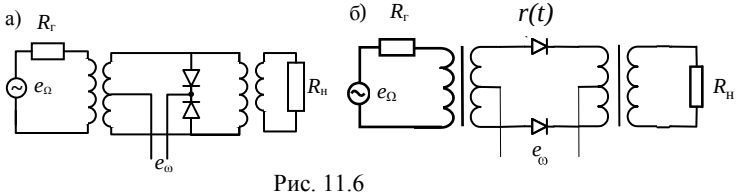

Рис. 11.6

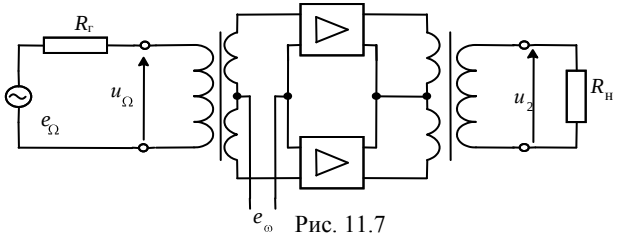


Рис. 11.7

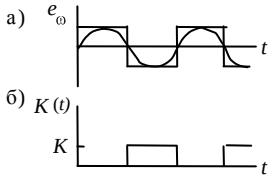


Рис. 11.8

периодически и одновременно запираются напряжением несущего колебания от источника $e_\omega$. Стабильность усиления, подавление нелинейных искажений обеспечиваются при помощи отрицательной обратной связи (ООС) усилителей. Коэффициент усиления усилителя $K(t) = 0$, когда он заперт (например, при положительной полярности $e_\omega$, и $K(t) = K$, когда усилитель открыт. Управляющая усилением ЭДС источника несущей частоты $e_\omega$ может быть синусоидальной или прямоугольной формы (рис. 11.8, а).

Периодическое изменение $K(t)$ (рис. 11.8, б) может быть отображено рядом Фурье вида:

$$K(t) = K/2 + 2K/\pi(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + ...) \qquad (11.1)$$

Модулированное напряжение в нагрузке модулятора $u_2 = u_\Omega K(t)$. Подставляя сюда напряжение исходного сигнала $u_\Omega = U_{m\Omega}\cos\Omega t$, после преобразований получаем на выходе модулятора :

$$u_2 = \frac{1}{2}KU_{m\Omega}\cos\Omega t + \frac{KU_{m\Omega}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{2n-1}\sin[(2n-1)\omega \pm \Omega]t \qquad (11.2)$$

Таким образом, при параметрическом режиме в нагрузке балансного модулятора возникают только боковые частоты возле нечетных гармоник несущей частоты, сама несущая частота и ее гармоники отсутствуют, но имеется остаток непреобразованного исходного сигнала.

Если преобразуемый сигнал занимает полосу частот $\Omega_1 - \Omega_2$, то на выходе появляются соответствующие боковые полосы частот (рис. 11.9). Рабочее усиление модулятора $S = 10\lg(P_2/P_1)$.

Мощность преобразуемого сигнала с ЭДС $E_\Omega$ в согласованной нагрузке $P_1 = (E_\Omega/2\sqrt{2})^2/R_г$, мощность сигнала полезной боковой частоты в нагруз-

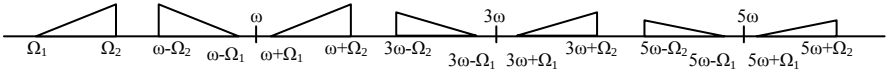


Рис. 11.9

ке $P_2 = u^2_{\omega\pm\Omega} / R_н$. Из разложения (11.2)

$$u_{\omega\pm\Omega} = KU_{m\Omega} / \pi\sqrt{2} \text{ и } P_2 = \frac{K^2 U^2_{m\Omega}}{2\pi^2 R_н}.$$

Тогда $S = 10\lg \dfrac{K^2 U^2_{m\Omega} 8R_г}{2\pi^2 R_н E^2_\Omega}$.

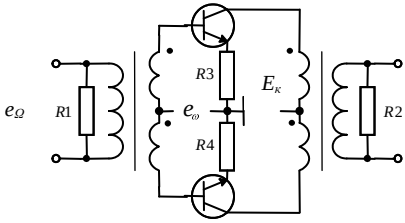

Рис. 11.10

Из рис.11.7 определяем $E_\Omega = U_{m\Omega} + I_\Omega R_г$, $U_{m\Omega} = I_\Omega R_{вх}$, а отношение $E_\Omega / U_{m\Omega} = (R_{вх} + R_г) / R_{вх}$. Подставив в выражение для S и преобразовав, получим

$$S = 20\lg K - 20\lg \pi - 20\lg \frac{R_г + R_{вх}}{2R_{вх}\sqrt{R_г / R_н}}. \qquad (11.3)$$

При согласованном включении $R_г = R_{вх} = R_н$ последнее слагаемое обращается в нуль, и усиление принимает максимальное значение. Однако практически такого согласования достичь невозможно, так как в ключевом режиме усилителей входное (выходное) сопротивление постоянно изменяется в такт с несущей частотой.

На рис. 11.10 приведена принципиальная схема балансного модулятора, широко применяемая в стационарной и полевой аппаратуре. В каждом из усилителей ООС по току обеспечивается за счет резисторов $R3$ и $R4$. Входное и выходное сопротивления модулятора обеспечиваются при помощи шунтов $R1$ и $R2$. Из-за стремления получить максимальную глубину ООС в однокаскадном усилителе, а также за счет потерь в шунтах рабочее усиление модулятора получается небольшим (обычно от 0 до 10 дБ), что не имеет существенного значения. Расчет модулятора сводится в основном к расчету усилителя.

Пассивный балансный модулятор при преобразовании вносит затухание, которое в случае согласования нагрузок, определяется по формуле

$$a = 20\lg\pi + 20\lg[(\sqrt{R/r} + 1)/(\sqrt{R/r} - 1)] \qquad (11.4)$$

Однако пассивный балансный модулятор практически также невозможно согласовать с нагрузками из-за постоянного изменения его сопротивления при модуляции.

## 11.4. Амплитудный модулятор кольцевой схемы

Пассивные двойные балансные (кольцевые) модуляторы (рис.11.11,а) являются основой преобразовательного оборудования систем передачи с ЧРК, хотя в новой аппаратуре все шире применяются активные кольцевые модуляторы. Эквивалентная схема рассматриваемого модулятора приведена на рис. 11.11,б.

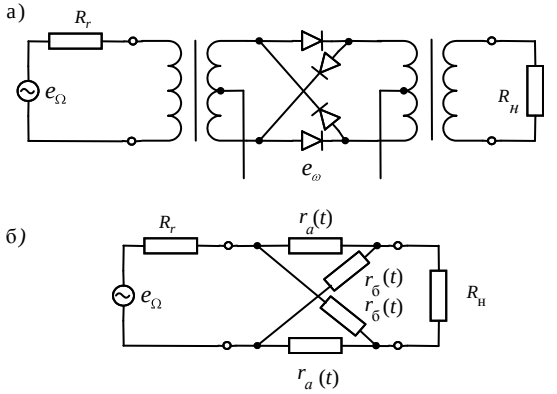


Рис. 11.11

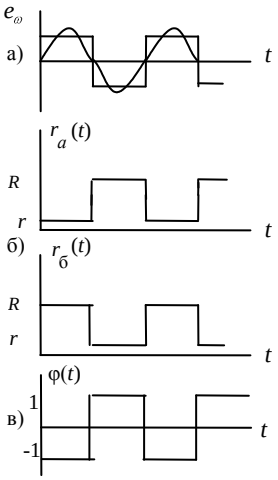


Рис. 11.12

Условие ее функционирования заключается в следующем: если $e_\omega > 0$, то $r_a \Leftrightarrow r$, а $r_б \Leftrightarrow R$ и наоборот (рис.11.12).

Приняв $r = 0$ и $R = \infty$, легко заметить, что действие двойного балансного модулятора сводится к периодическому, в такт с несущей частотой, изменению на $180^o$ фазы тока $i_2$ в нагрузке, то есть переключающая функция имеет вид (рис.11.12): $\varphi(t) = \begin{cases} 1 \text{ при } e_\omega > 0 \\ -1 \text{ при } e_\omega < 0 \end{cases}$ Разложение ее в ряд Фурье

$$\varphi(t) = \frac{4}{\pi}(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + ...) . \qquad (11.5)$$

Из эквивалентной схемы видно также, что при коммутации $r_a \Leftrightarrow$ и $r_б \Leftrightarrow$ входное и выходное сопротивления остаются неизменными, так как при любом положении переключающей функции ток через нагрузку равен разности тока $i_1$, проходящего через открытые диоды (сопротивлением *r*) и тока $i_2$, проходящего через закрытые диоды (сопротивлением *R*). Независимость входного и выходного сопротивлений от $e_\omega$ является важным достоинством двойного балансного модулятора. Для скрещенной мостовой схемы (рис. 11.11,б) входное (выходное) сопротивление равно характеристическому

$$Z_c = \sqrt{r_a(t) r_б(t)} = \sqrt{rR} .$$

При подаче на вход гармонического сигнала $e_\Omega = E_\Omega \cos\Omega t$ ток в нагрузке модулятора определяется

$$\left|i_1 - i_2\right| = \frac{E_\Omega \cos\Omega t}{R_\text{Г} + 2r + R_\text{Н}} - \frac{E_\Omega \cos\Omega t}{R_\text{Г} + 2R + R_\text{Н}} = AE_\Omega \cos\Omega t,$$

где $A = 1/(R_\text{Г} + 2r + R_\text{Н}) - 1/(R_\text{Г} + 2R + R_\text{Н})$, $r$ и $R$ – сопротивления открытого и закрытого диода, $R_\text{Г}$ – внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

С учетом переключающей функции ток в нагрузке будет $i_\text{Н}(t) = AE_\Omega \cos\Omega t\varphi(t)$, а после подстановки и преобразований

$$i_\text{Н}(t) = \frac{2AE_\Omega}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)\omega \pm \Omega]t. \qquad (11.6)$$

В спектре имеются только токи боковых частот возле несущей частоты и ее нечетных гармоник, а преобразуемый сигнал, ток несущей частоты и его гармоники отсутствуют. Относительно малое число побочных продуктов является достоинством двойного балансного модулятора.

Действующая мощность используемой боковой частоты на основании (11.6) равна

$$P_{\omega\pm\Omega} = \frac{I^2{}_{\omega\pm\Omega}}{2} R_\text{Н} = \frac{2A^2E^2{}_\Omega}{\pi^2} R_\text{Н},$$

а мощность источника преобразуемого сигнала в согласованной нагрузке $P_\Omega = E_\Omega^2/8R_\text{Г}$. Рабочее затухание пассивного двойного балансного модулятора $a = 20\lg(P_\Omega / P_{\omega\pm\Omega})$ после преобразований с учетом характеристического сопротивления модулятора $Z_c = \sqrt{rR}$ и согласованных нагрузок ( $R_\text{Г} = R_\text{Н} = \sqrt{rR}$ )

$$a = 20\lg\frac{\pi}{2} + 20\lg\frac{\sqrt{R/r}+1}{\sqrt{R/r}-1}. \qquad (11.7)$$

При “идеальных” диодах ($R$=∞, $r$=0) $a_{min} = 20\lg\frac{\pi}{2} \approx 3{,}9$ дБ.

При работе диодов в ключевом режиме рабочее затухание практически не зависит от небольших колебаний амплитуды несущей частоты. Но при значительном уменьшении уровня несущего колебания увеличивается сопротивление открытых диодов (рис.11.4), и рабочее затухание растет за счет второго слагаемого (11.7).

Действие активного двойного балансного модулятора, как и рассмотренного пассивного, сводится к изменению на $180^0$ в такт с несущей частотой фазы напряжения (тока) в нагрузке: если при $e_\omega > 0$ коэффициент усиления $K(\omega) = K$, то при $e_\omega < 0$ он должен принять значение $K(\omega) = -K$. При этом напряжение на нагрузке $u_2 = Ku_\Omega\varphi(t)$, где $\varphi(t)$ – единичная знакопеременная функция, опреде-

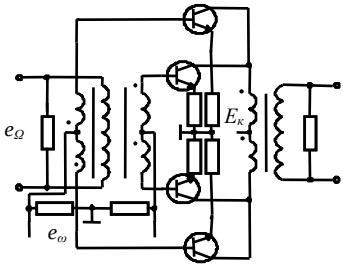


Рис. 11.13

ляется формулой (11.5). После подстановки значения $\varphi(t)$, $u_\Omega = E_\Omega \cos\Omega t$ и преобразований получаем в нагрузке спектр выходного сигнала:

$$u_2 = \frac{2}{\pi} K E_\Omega \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin\left[(2n-1)\omega \pm \Omega\right] t.$$

По сравнению с балансным модулятором (формула 11.2) здесь отсутствует не преобразованный остаток исходного сигнала, а амплитуды напряжения боковых частот вдвое больше. Аналогичным путем, как и в случае активного балансного модулятора, находим рабочее усиление:

$$S = 20\lg K - 20\lg\frac{\pi}{2} - 20\lg\frac{R_г + R_{вх}}{2R_{вх}\sqrt{R_г / R_н}}, \qquad (11.8)$$

которое на $20\lg 2 \approx 6$ дБ больше, чем у балансного модулятора.

В существующей аппаратуре двойные балансные модуляторы реализуются в виде параллельного соединения двух одинаковых балансных схем. Их противофазное соединение можно осуществить как по входу, так и по выходу. В схеме рис. 11.13, построенной с использованием двух схем рис. 11.10, противофазность обеспечена выбором направления витков обмоток входного трансформатора. Описание схемы усилителя рис.11.10 полностью относится и к усилителям данной схемы, но необходимое входное (выходное) сопротивление обеспечивается как с помощью ООС, так и включением шунтов на входе и выходе (см. пояснение в 11.6). При необходимости можно выполнить модулятор с большой глубиной ООС и с любой требуемой мощностью, используя многокаскадные усилители. Например, известен модулятор (демодулятор), служащий одновременно выходным усилителем канала ТЧ и обеспечивающий уровень преобразованного сигнала до 10 дБ. При необходимости можно цепь ООС сделать частотнозависимой, например, для коррекции краевых искажений полосовых фильтров.

### 11.5. Балансный амплитудный модулятор при комплексных нагрузках

Как следует из предыдущего пассивный балансный амплитудный модулятор (АМ), хотя проще и экономичнее, имеет худшие эксплуатационные параметры по равнению с кольцевой схемой, в частности большее рабочее затухание и невозможность согласования с нагрузками.

Оказывается, что при включении балансного АМ между комплексными нагрузками $Z_{\text{г}}$ и $Z_{\text{н}}$ он обладает всеми свойствами кольцевого АМ, включенного между активными нагрузками.

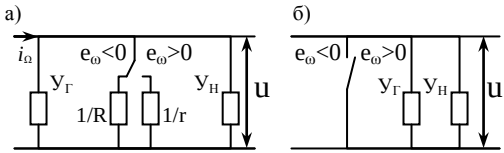


Рис. 11.14

Покажем это на примере пассивного балансного АМ шунтовой схемы (рис.11.6,а), эквивалентная схема которого при комплексных проводимостях $Y_{\text{г}} = 1/Z_{\text{г}}$ и $Y_{\text{н}} = 1/Z_{\text{н}}$ показана на рис. 11.14,а. Здесь все элементы соединены параллельно и напряжение на них одинаково. Следовательно, не изменяя действия схемы, коммутирующие ключи, управляемые напряжением несущей частоты $\omega$, можно перенести к источнику тока $i_\Omega$ преобразуемой частоты $\Omega$ (рис.11.14,б), где для простоты принято $r$ =0 и $R = \infty$. Коммутирующая функция $\varphi(t)$ определяется выражением (11.1) при К=1. При подаче на вход $i_\Omega = I_{m\Omega}\cos\Omega t$ получим на выходе ток модулированного сигнала $i = \frac{1}{2} I_\Omega[\cos\Omega t + \frac{1}{\pi}\sin(\omega \pm \Omega)t + \frac{1}{3\pi}\sin(3\omega \pm \Omega)t + ...]$, то есть нелинейная цепь оказалась замененной линейной цепью. Применяя принцип суперпозиции, определим напряжение на выходе как сумму напряжений, вызванных каждой составляющей в отдельности. Для этого поделим ток $i'$ на проводимости $У_{\text{Г}}$ и $У_{\text{Н}}$, взятые при соответствующих частотах:

$$u = \frac{1}{2}\frac{I_\Omega}{(У_{\text{г}} + У_{\text{н}})_\Omega}\cos\Omega t + \frac{I_\Omega}{\pi(У_{\text{г}} + У_{\text{н}})_{\omega\pm\Omega}}\sin(\omega \pm \Omega) + ...$$

Рабочее затухание

$$a = 10\lg\frac{P_\Omega}{P_{\omega\pm\Omega}},\ \text{где}\ P_\Omega = \frac{I_\Omega^2}{8У_\Omega},\ P_{\omega\pm\Omega} = U_{\omega\pm\Omega}У_{н\omega\pm\Omega} = \frac{I_\Omega^2 У_{\text{н}\omega\pm\Omega}}{2\pi^2(У_{\text{г}} + У_{\text{н}})^2_{\omega\pm\Omega}}.$$

Аналогично предыдущему, получаются формулы рабочего затухания, входной и выходной проводимости

$$a = 20\lg\pi + 20\lg\left|\frac{(У_{\text{г}} + У_{\text{н}})_{\omega\pm\Omega}}{2\sqrt{У_{\text{г}\Omega}}У_{\text{н}\pm\Omega}}\right|;$$

$$У_{\text{вх}} = У_{\text{г}\Omega} + 2У_{\text{н}\Omega}; \qquad (11.9)$$

$$У_{\text{вых}} = У_{\text{н}(\omega\pm\Omega)} + 2У_{\text{г}(\omega\pm\Omega)}.$$

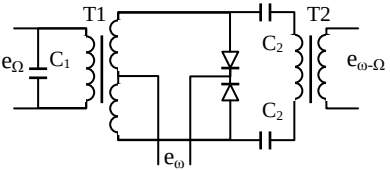

Рис. 11.15

По этим формулам можно рассчитать частотные характеристики рабочего затухания, входного и выходного сопротивлений. Но главное заключается в том, что частотные зависимости $У_г$ и $У_н$ можно использовать для улучшения свойств модулятора. Для этого частотные зависимости необходимо подобрать таким образом, чтобы выполнялись условия:

$$У_{г\Omega} = У_{н(\omega\pm\Omega)}, \quad У_{г(\omega\pm\Omega)} = 0, \quad У_{н\Omega} = 0, \tag{11.10}$$

то есть проводимость источника преобразуемого сигнала Ω на частоте этого сигнала должна равняться проводимости нагрузки на используемой боковой частоте ω+Ω или ω–Ω, а для частот, где эти проводимости не участвуют, они должны равняться нулю.

Используя условия (11.10) в формулах (11.9), получим:

$$a = 10\lg\frac{\pi}{2}; \quad У_{вх} = У_г; \quad У_{вых} = У_{н(\omega\pm\Omega)},$$

то есть балансный модулятор по основным свойствам аналогичен кольцевому модулятору, включенному между активными нагрузками.

Практически условия (11.10) реализуют с помощью фильтров, включенных на входе и выходе АМ и имеющих требуемую частотную зависимость входного и выходного сопротивлений. Пример такой реализации АМ показан на рис.11.15. Индуктивность трансформатора Т1 с конденсатором С1 образуют ФНЧ, а конденсаторы С2 и индуктивность трансформатора Т2 – ФВЧ.

Частотные характеристики проводимостей нагрузок приведены на рис. 11.16, откуда видно, что условия (11.10) выполняются для нижней боковой полосы частот. Подобная схема применяется в индивидуальном оборудовании для формирования из 12 каналов ТЧ первичной группы в полосе частот 60…108кГц. В этом случае условия (11.10) реализуются относительно просто за счет большого разноса по частоте полос исходного и преобразованного сигналов.

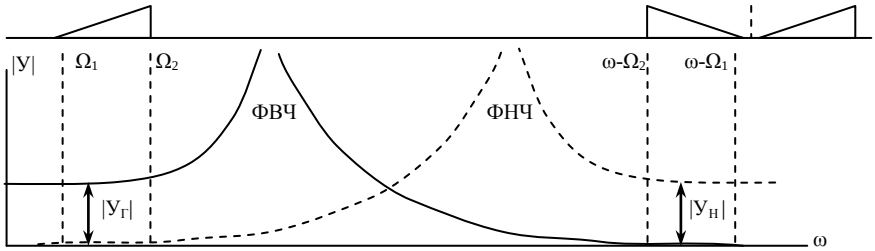

Рис. 11.16

## 11.6. Особенности реализации и эксплуатации амплитудных модуляторов

*Обеспечение согласования с нагрузками.* Кольцевая схема пассивного АМ обладает постоянным характеристическим сопротивлением $Z_c = \sqrt{R \cdot r}$ = const. Обычно $r$=100 Ом, $R \approx 10^5$ Ом и $Z_C \cong 3000$ Ом. Стандартные нагрузки имеют значения 600, 150, 75 Ом. При согласовании трансформаторами коэффициенты трансформации получаются $n = \sqrt{Z_с / Z_н}$ в пределах от 2 до 10, и это повлечет к значительному числу витков трансформаторов со стороны диодов. Следовательно, сопротивление этих обмоток со средними точками для подвода несущего колебания будет также значительным, что потребует большой мощности от источника несущего колебания. Поэтому на практике, отступая от условий согласования, принимают коэффициенты трансформации близкими к единице ($n \approx 1$) и используют для согласования пассивных и активных модуляторов шунты и удлинители.

Покажем применение шунтов на примере кольцевого модулятора. В кольцевом модуляторе как в мостовой схеме можно подключить параллельно всем диодам $r << R_ш << R$. Тогда сопротивление открытого диода $r' = \dfrac{rR_ш}{r + R_ш} \approx r$, а закрытого $R' = \dfrac{RR_ш}{R + R_ш} \approx R_ш$. В этом случае характеристическое сопротивление модулятора $Z'_С = \sqrt{R' \cdot r'} = \sqrt{R_ш \cdot r}$, то есть его можно подбирать с помощью $R_ш$. Из теории линейных цепей известно, что при шунтировании всех элементов моста одинаковым элементом последний можно вынести за пределы моста, причем включить одно сопротивление на входе или выходе с пересчетом через коэффициент трансформации (рис.11.17, а). Однако следует учитывать, что такой способ увеличивает рабочее затухание пассивного модулятора и уменьшает усиление активного АМ.

При использовании для согласования удлинителей они включаются на входе и выходе АМ (рис.11.17,б). Если затухание удлинителя $a_{уд} \geq 15$дБ (длинная линия), то его входное сопротивление равно характеристическому и не изменяется при изменении нагрузки $Z_н$ от 0 до ∞, то есть $Z_{вх} = Z_c = \text{const}$. Обычно выбирают меньшее затухание удлинителя, чтобы не увеличивать рабочее затухание АМ, но согласование будет неполным. Чаще

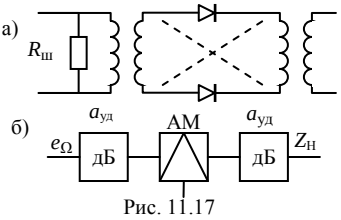

Рис. 11.17

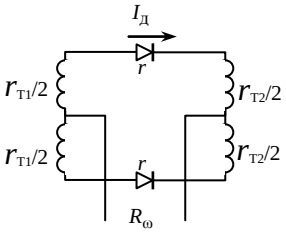

Рис. 11.18

всего удлинитель включают на входе АМ для обеспечения неравенства $e_\Omega << e_\omega$ с целью обеспечения линейности АМ и одновременно для целей согласования.

*Входное сопротивление модулятора со стороны подачи несущей частоты.* На потребление тока несущей частоты влияют в основном активные сопротивления полуобмоток трансформаторов и открытых диодов. Изображенная схема (рис.11.18) справедлива для любого полупериода несущей частоты. Входное сопротивление со стороны ввода несущей частоты

$$R_\omega = \frac{1}{2}(r + \frac{r_{T1}}{2} + \frac{r_{T2}}{2}) \qquad (11.11)$$

Для обеспечения ключевого режима работы диода к нему должна прикладываться амплитуда напряжения $U_Д$, в этом случае через открытый диод протекает ток $I_д$. Тогда амплитуда напряжения несущей частоты на входе АМ должна быть

$$U_\omega = I_\partial(r + \frac{r_{T1}}{2} + \frac{r_{T2}}{2}) = I_\partial 2R_\omega = \frac{U_\partial}{r} 2R_\omega$$

Определим мощность несущей частоты, потребляемой модулятором.

$$P_\omega = \frac{U^2{}_\omega}{2R_\omega} = \frac{U^2{}_\partial}{r^2}(r + \frac{r_{T1}}{2} + \frac{r_{T2}}{2}) \qquad (11.12)$$

Анализ приведенных соотношений показывает: 1. Для работы диодов в пассивных АМ или транзисторов в активных АМ в ключевом режиме величина $U_\partial$ в зависимости от типа элементов может быть в пределах 0,5…1,0 В. 2. Потребляемая мощность от источника несущей частоты (11.11) уменьшается с увеличением сопротивления открытых диодов *r*. Однако с увеличением $r$ растет рабочее затухание АМ. Обычно *r* =100…200 Ом. 3. Потребляемая мощность $P_\omega$ зависит также от активного сопротивления трансформаторов со стороны ввода несущего колебания, поэтому с целью уменьшения $r_Т$ приходится уменьшать коэффициент трансформации, отступая от условия согласования. Обычно $r_{T1} = r_{T2}$ = 50 Ом.

Расчеты в соответствии с (11.10) дают значения входного сопротивления $R_\omega$=75…100 Ом, а потребляемой мощности по (11.11) $P_\omega$=2,5…4,0 мВт или уровня несущего колебания $p_\omega$= 4…7 дБ.

*Компенсация остатков несущей частоты на выходе модуляторов.* Для рассмотренных схем модуляторов подбирают пары (четверки) диодов с одинаковым сопротивлением в открытом состоянии (различие *r* не более 3…5%) или

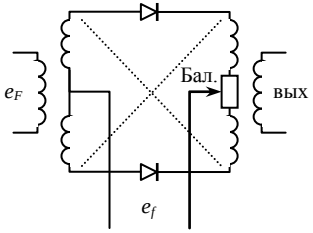


Рис. 11.19

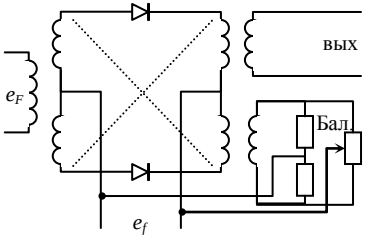


Рис. 11.20

транзисторов с одинаковыми характеристиками. Но с течением времени эксплуатации разница увеличивается за счет неравномерного старения полупроводниковых приборов (микросхем).

Обычно считают достаточным гарантированное подавление остатков несущего колебания на выходе АМ на 25…30 дБм. Следующей ступенью подавления несущей является фильтр, выделяющий полезную боковую полосу частот. Чтобы не усложнять требования к затуханию фильтра, иногда приходится применять устройства для эксплуатационной регулировки остатка несущей (балансировки) несущей.

На практике встречается два способа балансировки несущей:

потенциометр, включенный в разрез обмотки выходного трансформатора (рис11.19);

подача в выходную обмотку трансформатора несущего колебания в противофазе с остатком несущей частоты (рис.11.20).

Компенсация остатка несущей регулируется по минимуму ее уровня на выходе потенциометром Бал.