

9. Электронно-управляемые масштабные ПН на основе ОУ. ПН с линейными и экспоненциальным управлением и электронным переключением полярности коэффициента передачи.

Электронно-управляемые МП реализуются на основе инвертирующей или неинвертирующей ОС с заменой в них резистора R1 на электронноуправляемую проводимость канала ПТ, аппроксимируемую в первом приближении линейной функцией

$$G(U_{\text{зи}}) = G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи.отс}}} \right), \quad (1.232)$$

где $G_{\text{макс}}$ и $U_{\text{зи.отс}}$ – максимальная проводимость канала, соответствующая напряжению между затвором и истоком $U_{\text{зи}}=0$, и напряжение отсечки ПТ.

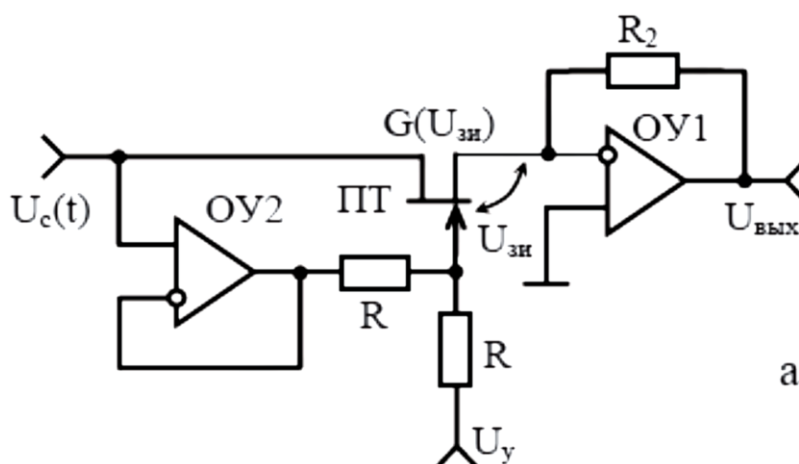


Рис.1.49. Электронно-управляемые МП с линейным управлением коэффициента передачи

Для МП (см. рис. 1.49,а), реализованного по инвертирующей ОС, на основании (1.27), так как неидеальность ОУ практически не сказывается на показателях анализируемых схем, с учетом (1.232) и связи управляющего напряжения U_y с напряжением $U_{\text{зи}}$,

$$U_{\text{зи}} = \frac{U_y R}{R + R} = \frac{U_y}{2}, \quad (1.233)$$

можем записать:

$$K_H(U_y) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c(t)} = -R_2 G(U_{\text{зи}}) = -R_2 G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_y}{2U_{\text{зи.отс}}} \right). \quad (1.234)$$

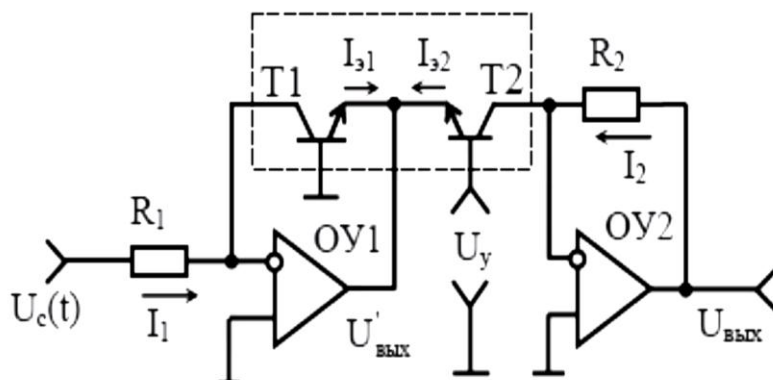


Рис.1.51. МП с экспоненциальным управлением

10. Мостовой усилитель как преобразователь приращений проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

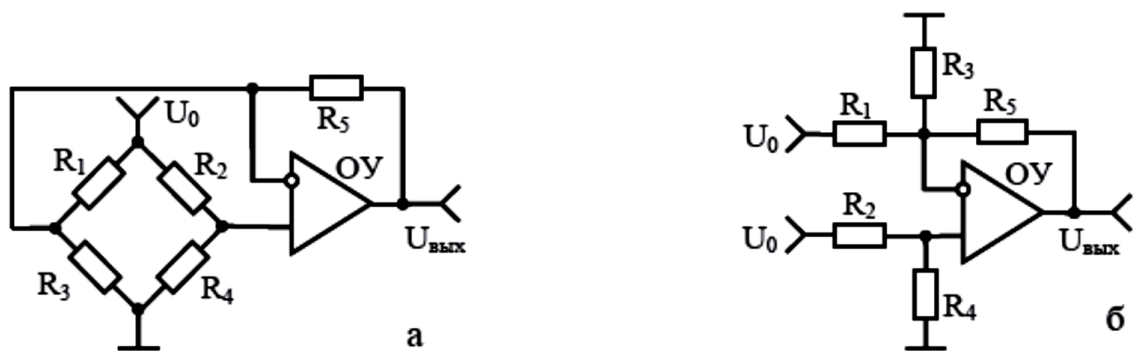


Рис.1.53. Варианты представления схемы мостового усилителя

Для анализа мостового усилителя, изображенного на рис. 1.53,а,целесообразно представить его в виде усилителя с двумя входами (рис. 1.53,б), на которые подано одно и то же опорное напряжение U_0 . Тогда, используя принцип суперпозиции и свойства инвертирующей и неинвертирующей ОС, можно сразу записать выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[\frac{1}{N} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} \right) - \frac{R_5}{R_1} \right], \quad (1.274)$$

$$N = 1 + \frac{R_2}{R_4}. \quad (1.275)$$

При балансе моста ($U_{\text{вых}}=0$) должно выполняться вытекающее из(1.274) условие

$$\frac{1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1}}{N} - \frac{R_5}{R_1} = 0, \quad 1 + \frac{R_5}{R_3} = \frac{R_5}{R_1} (N - 1). \quad (1.276)$$

11. Циркулятор сигналов.

Под циркулятором [от лат. circu(m)lator – носящий кругом, обносящий]

понимают многополюсное устройство для направленной (невзаимной) передачи сигналов от одного полюса к другому (строго определенному) полюсу в соответствии

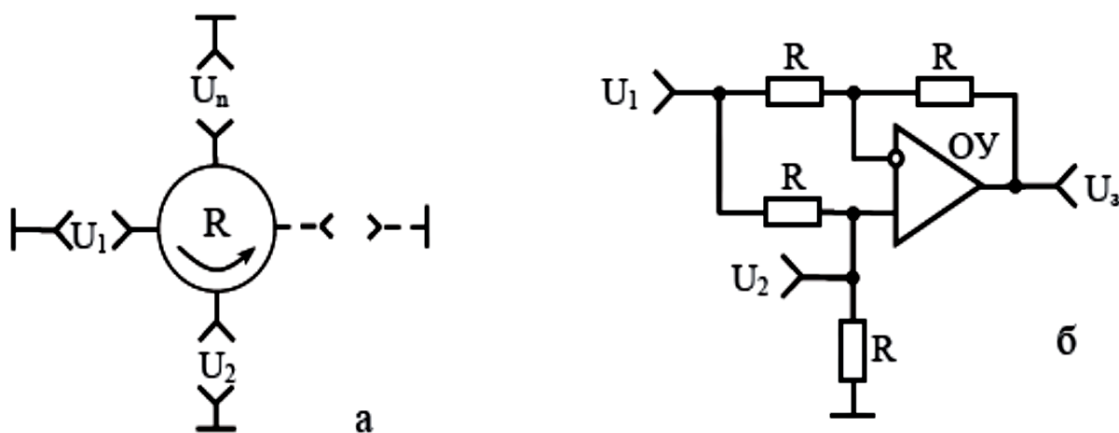


Рис.1.54. Условное обозначение циркулятора сигналов (а) и одно его звено (б)

с порядком их чередования (по направлению стрелки, обозначенной на рис. 1.54,а).

Принцип действия циркулятора, реализуемого на основе ОУ, рассмотрим на примере одного его звена (рис. 1.54,б), представляющего собой дифференциальную ОС (см. рис. 1.26), в которой масштабный коэффициент $N = 1$ (все резисторы R одинакового номинала) и входы объединены.

При подаче на вход схемы (первый полюс) сигнала U_1 на неинвертирующем входе ОУ (второй полюс) появляется напряжение

$$U_2 = U_1 \frac{R}{R + R} = \frac{U_1}{2}. \quad (1.285)$$

На выходе же ОУ (третий полюс) напряжение $U_3 = 0$, так как разностный сигнал на входе дифференциальной ОС отсутствует – там действует синфазный сигнал U_1 . Таким образом, осуществляется передача сигнала только с первого на второй полюс звена циркулятора. Если на второй полюс подать напряжение U_2 от внешнего источника и закоротить на общую шину первый полюс ($U_1 = 0$), то на третьем полюсе образуется напряжение

$$U_3 = U_2 \left(1 + \frac{R}{R} \right) = 2U_2. \quad (1.286)$$

12. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

конверторов положительных сопротивлений

Практически идеальным преобразователем составляющих (активной G_x и реактивной ωC_x) полной проводимости Y_x КПС в напряжение является преобразователь тока, протекающего через исследуемый объект, в напряжение на основе инвертирующей ОС ОУ (см. рис. 1.28 в [4]), для которого (рис. 5.10, а) комплексное выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -UR_0 Y_x = -UR_0 (G_x + j\omega C_x), \quad (5.84)$$

где U – входное переменное напряжение;

R_0 – сопротивление образцового резистора цепи ООС ОУ;

$$Y_x = G_x + j\omega C_x; \quad (5.85)$$

$$U = U_m \cos \omega t; \quad (5.86)$$

U_m , ω и t – частота, амплитуда и текущее время входного синусоидального напряжения.

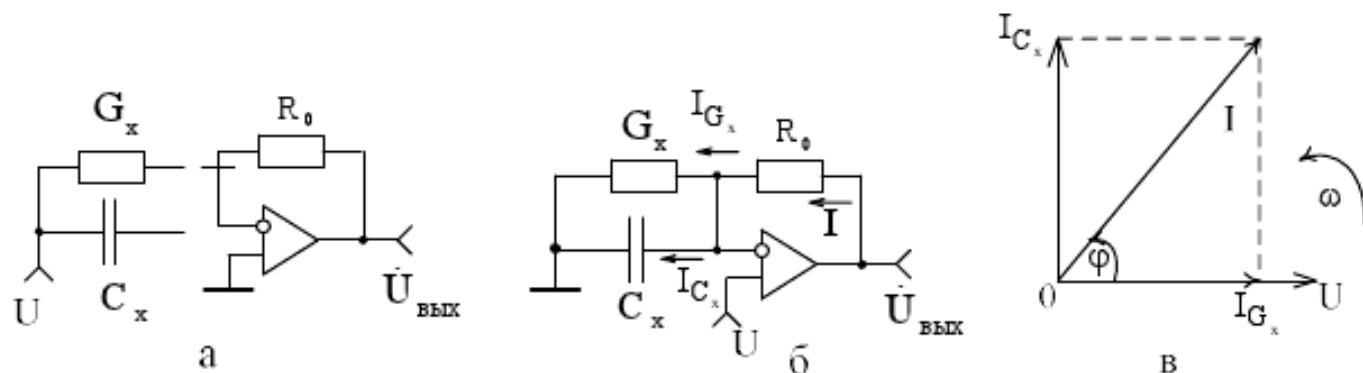


Рис. 5.10. Базовые схемы преобразователей составляющих полных проводимостей в напряжение и векторная диаграмма, поясняющая принцип измерений

В преобразователе (рис. 5.10, б), построенном на основе неинвертирующей ОС ОУ, объект исследования неразрывно соединен с общей шиной. На нем действует стабильное входное напряжение U (5.86), под влиянием которого по активной G_x и реактивной ωC_x составляющим полной проводимости Y_x (5.85) протекают токи I_{G_x} и I_{C_x} , находящиеся в соотношении с общим током I , проходящим по образцовому резистору R_0 т. к. представлено на векторной диаграмме (рис. 5.10, в).

В итоге комплексное выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = U(1 + R_0 Y_x) = U + UR_0 (G_x + j\omega C_x) \quad (5.87)$$

в отличие от (5.84) содержит составляющую входного напряжения U , влияющего на точность измерения активной и реактивной составляющих.

Данный недостаток можно исключить, применяя дифференциальную ОС на ОУ2 (рис. 5.11). Образованный таким образом преобразователь на своем выходе не содержит мешающей составляющей входного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} \frac{NR_1}{NR_1 + R_1} \left(1 + \frac{NR_2}{R_2} \right) - U \frac{NR_2}{R_2} = NUR_0 Y_X = NUR_0 (G_X + j\omega C_X), \quad (5.88)$$

где $U'_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на выходе ОУ1, определяемое в соответствии с (5.87).

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi} = U_{\text{ВЫХ}} (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (5.89)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ и φ – модуль и аргумент (фазовый угол между током I и напряжением U на векторной диаграмме, изображенной на рис. 5.10, в) комплексного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

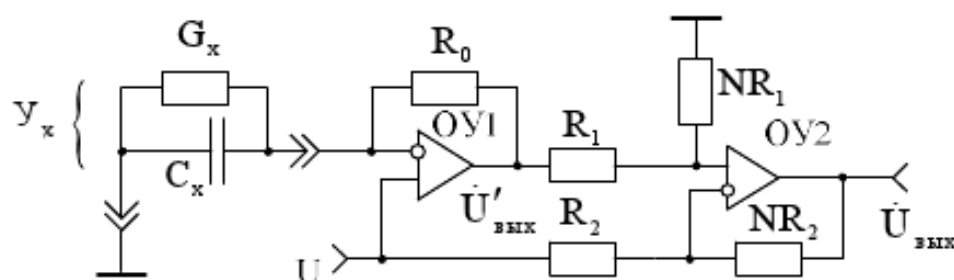


Рис. 5.11. Усовершенствованный вариант преобразователя составляющих полных проводимостей в напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}}^{G_X} = U_{\text{ВЫХ}} \cos \varphi \Big|_{\varphi=0^\circ, \omega t=0} = NU_m R_0 G_X \equiv G_X; \quad (5.92)$$

$$U_{\text{ВЫХ}}^{C_X} = U_{\text{ВЫХ}} \cos(90^\circ - \varphi) \Big|_{\varphi=0^\circ, \omega t=0} = NU_m R_0 \omega C_X \equiv C_X. \quad (5.93)$$