

пенчатой регулировкой вносимого фазового сдвига. По методу построения — на проходные и отражательные. Ф. проходного типа используют свойство изменения фазы коэф. передачи при изменении нагрузки линии, а Ф. отражательного типа — фазы коэф. отражения. Пример ячейки проходного Ф., выполненного по схеме типа периодически нагруженной линии, приведён на рис. 3. Фазовый сдвиг

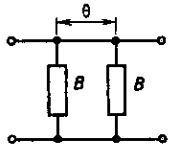


Рис. 3. Фазовращатель типа периодически нагруженной линии.

Ф., вносимый такой ячейкой, и коэф. отражения от входа $\Gamma_{\text{вх}}$ определяются ф-лами

$$\Phi = -\arctg \frac{(B/Y_0)\cos\theta + [1 - (1/2)(B/Y_0)^2]\sin\theta}{\cos\theta - (B/Y_0)\sin\theta}, \quad (2)$$

$$|\Gamma_{\text{вх}}| = \frac{|(B/Y_0)[\cos\theta - (1/2)(B/Y_0)\sin\theta]|}{\{1 + (B/Y_0)^2[\cos\theta - (1/2)(B/Y_0)\sin\theta]^2\}^{1/2}}, \quad (3)$$

где Y_0 — волновая проводимость линии, B — реактивная проводимость нагрузок линии, $\theta = 2\pi l/\lambda$ — электр. длина линии, l — геом. длина линии. Если $B = 2Y_0 \text{ctg}\theta$, то ячейка Ф. оказывается согласованной. При изменении проводимости B в процессе регулировки вносимого фазового сдвига возникает рассогласование. Макс. величина фазового сдвига в Ф. типа периодически нагруженной линии ограничивается допустимым уровнем рассогласования.

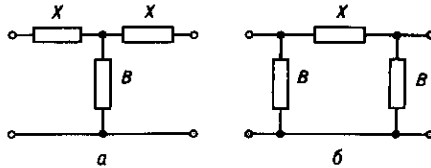


Рис. 4. Фазовращатели с фильтрами верхних и нижних частот Т- и П-типов.

Другой разновидностью проходного Ф. является Ф. с фильтрами верхних (ФВЧ) или нижних (ФНЧ) частот. Схемы таких Ф. с ячейками Т- и П-типов приведены на рис. 4. Фазовый сдвиг и коэф. отражения от входа ячейки Ф. Т-типа определяются ф-лами

$$\Phi = -\arctg \frac{2(X/Z_0) + B/Y_0 - (X - Z_0)^2 B/Y_0}{2[1 - (X/Z_0)B/Y_0]}, \quad (4)$$

$$|\Gamma_{\text{вх}}| = \quad (5)$$

$$= \left\{ \frac{(1 + X^2/Z_0^2)[1 - (X/Z_0)B/Y_0] + (1/4)(B/Y_0)^2(1 + X^2/Z_0^2)^2 - 1}{(1 + X^2/Z_0^2)[1 - (X/Z_0)B/Y_0] + (1/4)(B/Y_0)^2(1 + X^2/Z_0^2)^2} \right\}^{1/2}$$

Здесь X , B — соответственно последовательное реактивное сопротивление и параллельная реактивная проводимость ячейки, $Z_0 = 1/Y_0$ — волновое сопротивление линии. Как видно из (5), $\Gamma_{\text{вх}} = 0$, если

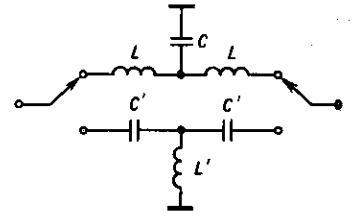
$$B/Y_0 = \frac{2X/Z_0}{1 + (X/Z_0)^2}. \quad (6)$$

Для Ф. П-типа в ф-лах (4) — (6) X и B меняются местами.

Если условие (6) в процессе регулировки выполняется, то Ф. остаётся согласованным во всём диапазоне регулировки фазы. Одновременная регулировка ёмкостных и индуктивных элементов фильтров, при к-рой условие (6) выполняется, затруднительна. Поэтому Ф. с ФВЧ и ФНЧ, как правило, используются для дискретной регулировки фазы. Переключение фазы в таких Ф. осуществляется переключением фильтров ФВЧ и ФНЧ. Схема ячейки дискретного Ф. с ФВЧ и ФНЧ приведена на рис. 5. В каждом из фильтров

Ф. условие (6) должно выполняться. Эта схема дискретного Ф. по принципу работы близка к Ф. типа переключаемых каналов. В этих Ф. переключаются не фильтры, а отрезки линий передачи (каналы), имеющие разл. длины.

Рис. 5. Дискретный фазовращатель с фильтрами верхних и нижних частот.



Рабочий канал может содержать описанную выше корректирующую цепочку для выравнивания фазочастотной характеристики.

В Ф. отражательного типа фаза коэф. отражения регулируется сопротивлением оконечной нагрузки линии. Зависимость фазы коэф. отражения от сопротивления нагрузки $Z_n = |Z_n| \exp i\psi$ определяется ф-лой

$$\Phi = \arctg \frac{2|Z_n|/Z_0 \sin\psi}{(|Z_n|/Z_0)^2 - 1} \quad (7)$$

Если сопротивление нагрузки носит чисто реактивный характер, что, как правило, имеет место в аналоговых Ф., где используются управляющие элементы с малыми активными потерями, такие, как диоды с нелинейной ёмкостью, работающие при обратном смещении p — n -перехода, то

$$\Phi = -2 \arctg(X_n/Z_0), \quad (8)$$

где X_n — реактивное сопротивление нагрузки линии.

В дискретных Ф. в качестве управляющих элементов применяются *pin*-диоды, переключаемые диоды с Шоттки барьером и др. В этих диодах необходимо учитывать активные потери, к-рые к тому же могут не оставаться постоянными при переключении. Если переключат. элемент непосредственно включить в линию, то фазы и амплитуды отражённых волн будут определяться комплексными коэф. отражений Γ_1 и Γ_2 , соответствующими сопротивлениям переключат. элемента в каждом из состояний $Z_1 = R_1 + iX_1$ и $Z_2 = R_2 + iX_2$. На комплексной плоскости коэф. отражений Γ , показанной на рис. 6 (а), эти

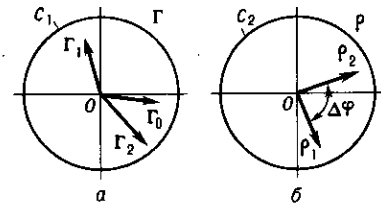


Рис. 6. Комплексные плоскости коэффициентов отражений Γ в сечении переключающего элемента (а) и на входе четырёхполюсника (б).

коэф. отражений изображаются радиус-векторами OG_1 и OG_2 , лежащими внутри единичной окружности C_1 . Для получения необходимой разности фаз с пост. значениями амплитуд отражённых волн в каждом из состояний (или с заданным отношением амплитуд) перед переключат. элементом включается спец. четырёхполюсник, осуществляющий преобразование коэф. отражения Γ_1 и Γ_2 в сечении переключат. элемента в коэф. отражения $\rho_1 = |\rho_1| \exp(i\phi_1)$ и $\rho_2 = |\rho_2| \exp(i\phi_2)$ на входе четырёхполюсника. На комплексной плоскости коэф. отражений ρ , показанной на рис. 6 (б), эти коэф. отражений изображаются радиус-векторами $O\rho_1$ и $O\rho_2$ внутри единичной окружности C_2 . Преобразование единичной окружности в единичную ок-