

Э. А. СВИРЩЕВА, канд. техн. наук;
В. П. ШИНКАРЕНКО, И. Д. ГЛАДКОСКОК,
А. Н. ПАВЛОВ, В. К. МАКАРОВ

ПРЯМОЙ СИНТЕЗ СХЕМ С ЕДИНИЧНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

Принцип прямого синтеза схем с произвольной индуктивной связью изложен в [1]. Численные значения параметров трансформатора без потерь L_1 , L_2 и M методом, описанным в [1], определяются в процессе построения схемы. Недостаток этого синтеза заключается в том, что найденное значение M затем трудно осуществить, так как до сих пор нет технологически простых методов построения трансформаторов с наперед заданной величиной связи. В связи с этим в схемотехнике чаще используют трансформаторы с сильной связью, так как трансформаторы со связью, достаточно близкой к совершенной, во многих практически важных случаях построить можно [2].

Цель настоящей работы — показать, что для синтеза схем с единичной индуктивной связью можно использовать методику [1], несколько видоизменив ее.

Используем аналитическое выражение коэффициента передачи неуравновешенного четырехполюсника (рис. 1, а) на трансформаторе без потерь с произвольной связью [1]:

$$K_U(p) = \frac{p^2 \Delta_{nb}^{na} + p \{ \Gamma_M \Delta_{nb}^{na(p+q)} + \Gamma_N \Delta_{nb}^{na(r+s)} + N [\Delta_{nb}^{na(p+q)} + \Delta_{nb}^{na(r+s)}] \}}{p^2 \Delta_{na}^{nb} + p \{ \Gamma_M \Delta_{na}^{nb(p+q)} + \Gamma_N \Delta_{na}^{nb(r+s)} + N [\Delta_{na}^{nb(p+q)} + \Delta_{na}^{nb(r+s)}] \}} + \frac{+ [\Gamma_M \Gamma_N - N^2] \Delta_{nb}^{na(p+q)(r+s)}}{+ [\Gamma_M \Gamma_N - N^2] \Delta_{na}^{nb(p+q)(r+s)}} \quad (1)$$

Здесь $\Gamma_M = \frac{L_N}{L_M L_N - M^2}$; $\Gamma_N = \frac{L_M}{L_M L_N - M^2}$;

$$N = \frac{M}{L_M L_N - M^2}.$$

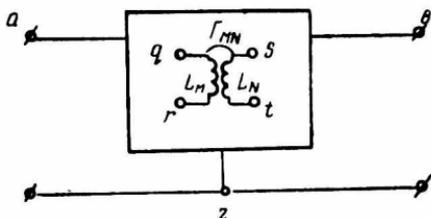


Рис. 1. Неуравновешенный четырехполюсник (а); включение трансформатора (б).

Чтобы получить аналогичный коэффициент передачи для случая сильной связи, положим $k=1$, или $L_M L_N = M^2$. При непосредственной подстановке $L_M L_N = M^2$ в правой части равенства (1) получается неопределенность. Для раскрытия неопределенности достаточно числитель и знаменатель (1) умножить на $L_M L_N = M^2$. Тогда после перехода к предельной (единичной связи) получим

$$K_U(p) = \frac{p [L_M \Delta_{nb(p+q)}^{na(p+q)} + L_N \Delta_{nb(r+s)}^{na(r+s)}] + \sqrt{L_M L_N} (\Delta_{nb(p+q)}^{na(r+s)} + \Delta_{nb(r+s)}^{na(p+q)})}{p [L_M \Delta_{na(p+q)}^{na(p+q)} + L_N \Delta_{na(r+s)}^{na(r+s)}] + \sqrt{L_M L_N} (\Delta_{na(p+q)}^{na(r+s)} + \Delta_{na(r+s)}^{na(p+q)})} \quad (2)$$

Сравнивая аналитические выражения (1) и (2) коэффициентов передачи, можно сделать выводы о различии в построении схем на трансформаторе с произвольной связью и трансформаторе с единичной связью.

1. Совершенный трансформатор характеризуется не тремя, а двумя параметрами.

2. Введение трансформатора с сильной связью в схему увеличивает порядок коэффициента передачи на единицу, а не на два, как в случае несовершенного трансформатора.

3. При синтезе схемы на совершенном трансформаторе определители Δ_{nb}^{na} и Δ_{na}^{na} не принимают участия в формировании коэффициентов числителя и знаменателя (2).

Сделанные замечания можно рассматривать как поправки к методике, описанной в [1]. С такими поправками ее можно использовать при синтезе схем на трансформаторе с сильной связью. При формировании коэффициентов числителя и знаменателя заданной функции пользуются таблицей. В ней приведены аналитические выражения коэффициентов при различных степенях для различного числа узлов схемы.

В качестве примера построения схемы с сильной связью реализуем функцию

$$K_U(p) = \frac{K e^{-p\tau}}{(T_1(p) + 1)(T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1)}, \quad (3)$$

предварительно аппроксимировав множитель $e^{-p\tau}$ полиномом

$$e^{-p\tau} \cong 1 - \frac{p\tau}{1!} + \frac{p^2\tau^2}{2!} - \frac{p^3\tau^3}{3!} + \frac{p^4\tau^4}{4!} + \dots$$

Если ограничиться четырьмя первыми членами ряда, получим функцию вида

$$K_U(p) = \frac{-a_3 p^3 + a_2 p^2 - a_1 p + a_0}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (4)$$

Полиномиальные коэффициенты $K_U(p)$ схемы на трансформаторе при различном числе узлов

Количество узлов	p^k	$\Delta_{zi}^{za} \begin{matrix} (q+r) \\ (q+r) \end{matrix}, \Delta_{zi}^{za} \begin{matrix} (s+t) \\ (q+r) \end{matrix}, \Delta_{zi}^{za} \begin{matrix} (q+r) \\ (s+t) \end{matrix}, \Delta_{zi}^{za} \begin{matrix} (s+t) \\ (s+t) \end{matrix}$	$\Delta_{zi}^{za} \begin{matrix} (q+r) \\ (q+r) \end{matrix} \begin{matrix} (s+t) \\ (s+t) \end{matrix}$
6 узлов	p^6	$\Sigma M_3^C M_0^G M_0^\Gamma$	
	p^5	$\Sigma M_2^C M_1^G M_0^\Gamma$	
	p^4	$\Sigma M_1^C M_2^G M_0^\Gamma + \Sigma M_2^C M_0^G M_1^\Gamma$	$\Sigma M_2^C M_0^G M_0^\Gamma$
	p^3	$\Sigma M_1^C M_1^G M_1^\Gamma + \Sigma M_0^C M_3^G M_0^\Gamma$	$\Sigma M_1^C M_1^G M_0^\Gamma$
	p^2	$\Sigma M_1^C M_0^G M_2^\Gamma + \Sigma M_0^C M_2^G M_1^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_2^G M_0^\Gamma + \Sigma M_1^C M_0^G M_1^\Gamma$
	p^1	$\Sigma M_0^C M_1^G M_2^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_1^G M_1^\Gamma$
	p^0	$\Sigma M_0^C M_0^G M_3^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_0^G M_2^\Gamma$
5 узлов	p^4	$\Sigma M_2^C M_0^G M_0^\Gamma$	
	p^3	$\Sigma M_1^C M_1^G M_0^\Gamma$	
	p^2	$\Sigma M_0^C M_2^G M_0^\Gamma + \Sigma M_1^C M_0^G M_1^\Gamma$	$\Sigma M_1^C M_0^G M_0^\Gamma$
	p^1	$\Sigma M_0^C M_1^G M_1^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_1^G M_0^\Gamma$
	p^0	$\Sigma M_0^C M_0^G M_2^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_0^G M_1^\Gamma$
4 узла	p^2	$\Sigma M_0^C M_0^G M_0^\Gamma$	
	p^1	$\Sigma M_0^C M_1^G M_0^\Gamma$	
	p^0	$\Sigma M_0^C M_0^G M_1^\Gamma$	$\Sigma M_0^C M_0^G M_0^\Gamma$
3 узла		$\Sigma M_0^C M_0^G M_0^\Gamma$	

Примечание: $i = a$ для знаменателя; $i = b$ для числителя.

Выбранная функция (3) выражает требование к фильтру системы фазовой автоподстройки [3].

При $\tau = 0,65$ мсек, $T_1 = 1,03$, $T_2 = 0,28$ мсек, $\xi = 0,22$ функция (4) принимает следующий вид:

$$K_U(p) = \frac{-0,167 p^3 + 0,5 p^2 - p + 1}{0,294 p^3 + 0,492 p^2 + 1,777 p + 1}$$

Здесь $P = p\tau$.

Учитывая, что фильтр должен работать между источником с внутренним сопротивлением $R_i = 1000 \text{ ом}$ и нагрузкой $R_n = 1000 \text{ ом}$, при построении схемы будем сразу добиваться рабочего согласования его с источником и нагрузкой [4].

Минимальное число параметров искомой схемы [1] $N = 6 \div 8$. Выбираем $N = 6$. Так как трансформатор описывается двумя параметрами, двухполюсных элементов в искомой схеме должно быть $N_2 = 4$, из них реактивных $N_p = 2$ и активных $N_a = 2$. Пусть один из реактивных элементов будет емкостью, другой — индуктивностью. Минимальное число узлов схемы определяем по таблице: $M = 5$. Вместе с внутренним узлом источника, который также учитывается при рабочем согласовании [4], общее число узлов на 1 больше.

Положим $a = 1$, $b = 5$, $n = 6$. Зададимся также положением трансформатора: $q = 5$, $r = 5$, $s = 6$. Тогда определители, входящие в аналитические выражения коэффициентов при степенях p в (2), будут иметь 2-й и 3-й порядки.

Размещаем в этих определителях сначала проводимости G_i и G_n , так как их положение в искомой схеме определяется сразу же после выбора входных и выходных зажимов схемы. Далее переходим к формированию коэффициентов заданной функции.

Чтобы $a_0 \neq 0$, необходимо сделать ненулевым произведение $M_1^G M_1^C$ в дополнении $\Delta_{65}^{61(4+5)(6+2) / (4+5)(6+2)}$, куда уже вошло G_i . Остается выбрать расположение Γ , при котором оно не обращается в нуль. Этому условию удовлетворяют Γ_{34} , Γ_{32} , Γ_{36} , Γ_{35} . Выберем Γ_{35} .

Для выполнения неравенства $a_1 < 0$, необходимо добиться, чтобы ненулевым был коэффициент при M . Тогда его можно сделать неотрицательным включением обмоток трансформатора. Коэффициент при p^1 , как видно из [2] и из таблицы, определяется взаимным расположением индуктивности и двух активных проводимостей. Недостающая активная проводимость может занимать следующие положения G_{24} и G_{54} , при которых возможен отрицательный коэффициент a_1 . Выберем G_{54} .

Следующий коэффициент $a_2 = 0$ формируем, вводя в схему емкость (см. табл.). Наличие ненулевого коэффициента при p^2 обеспечивается таким взаимным расположением емкостей: C_{23} и C_{34} . Остановимся на C_{23} , так как таким выбором включения емкости одновременно обеспечивается отрицательный коэффициент a_3 .

Положение всех элементов в схеме определено. Записываем аналитические выражения полиномиальных коэффициентов и приравниваем их численным коэффициентам заданной функции, предварительно пронормировав:

$$\frac{a_1}{a_0} = G(L_M - M);$$

$$\frac{a_2}{a_0} = L_N C + \frac{C}{\Gamma};$$

$$\frac{a_3}{a_0} = \frac{CG}{\Gamma} (L_M - M);$$

$$\frac{b_1}{b_2} = \frac{1}{G + G_i + G_M} [L_M G (G_i + G_M) + \Gamma_N G_i (G + G_M) - 2MGG_i];$$

$$\frac{b_2}{b_0} = \frac{C}{\Gamma} + CL_N - \frac{2MCG_i}{G_i + G_H + G};$$

$$\frac{b_3}{b_2} = \frac{C}{\Gamma (G_i + G_H + G)} [L_M G (G_i + G_H) + L_N G_i (G + G_H) - 2MGG_i].$$

Положив $G_i = G_H = 1$, определим из этих уравнений нормированные параметры схемы:

$$\begin{array}{lll} L_N = 2,76; & L_M = 0,06; & M = 0,408; \\ \Gamma = 0,725; & G = 2,88; & C = 0,1208. \end{array}$$

После разнормирования ($R_0 = 1000$ ом, $\tau = 0,65$ мксек) получаем

$$\begin{array}{lll} L_M = 38 \text{ мГн}; & L_N = 1,79 \text{ мГн}; & M = 290 \text{ мГн}; \\ L = 0,9 \text{ Гн}; & R = 2,88 \text{ ком}; & C = 0,0542 \text{ мкФ}. \end{array}$$

Все найденные параметры являются практически реализуемыми. Полученная схема приведена на рис. 2.

Итак, использование совершенного трансформатора вместо трансформатора с заданной величиной связи $k \neq 1$ не всегда выгодно, так как последний можно заменить совершенным трансформатором с добавлением индуктивностей.

Следовательно, при переходе к совершенным трансформаторам увеличивается число индуктивностей в схеме. Этот вывод должен стимулировать совершенствование технологии создания трансформаторов с заданными L_1 , L_2 и M .

Однако в настоящее время предложенная здесь методика может оказаться практически полезнее, чем синтез схем с произвольной индуктивной связью.

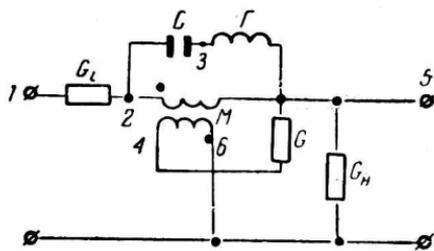


Рис. 2. Найденная схема.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свирщева Э. А. Прямой синтез схем с индуктивными связями. — «Радиоэлектроника», 1970, № 11, с. 1349—1353.

2. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л. Методы обеспечения тесной связи плечевых индуктивно связанных элементов на основе мультифилярных систем. — Сб. «Проблемы электрометрии», Новосибирск, 1967, с. 212—227.
3. Математическое описание цифрового синтезатора частот. — Сб. «Радиотехника». Вып. 11. Харьков, 1969, с. 9—13. Авт.: О. И. Губернаторов, Ю. А. Жилков, В. Ф. Симонов и др.
4. Свирщева Э. А., Гринченко Л. В. Прямой синтез схем с индуктивными связями, согласованных с источником и нагрузкой. Тез. докл. 2-й респ. конф. по методам расчета электрических схем. Львов, 1969, с. 47.