



МЕТОДИКА СИНТЕЗА ДИСКРЕТНО УПРАВЛЯЕМЫХ АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПВ\КВ ДИАПАЗОНА

Н. А. Настенко, курсант,
 nickolay.nastenko2016@yandex.ru
 БГАРФ ФГБОУ ВО «Калининградский государственный
 технический университет»

В работе выполнен анализ дискретного управляемого антенно-согласующего устройства для разных типов судовых антенн с целью разработки методики проектирования подобных устройств.

антенно-согласующее устройство (АСУ), дискретно-управляемые элементы, коэффициент стоячей волны (КСВ)

Проанализировав многие варианты построения согласующих устройств, было замечено, что наиболее оптимальным является антенное согласующее устройство радиопередающей установки радиостанции TR-1500 фирмы JMC (Япония). Интерес к данному согласующему устройству заключается в том, что в нем используются дискретно-коммутируемые элементы L и C, параметры которых находятся по минимуму КСВ на входе. К сожалению, отсутствует методика расчета данного типа СУ и основной задачей является разработка подобной методики.

На рис. 1 представлена упрощенная принципиальная электрическая схема СУ, где L представляет собой магазин последовательно включенных индуктивностей, коммутируемых с помощью контактов реле, а C – магазин параллельно включенных емкостей, коммутируемых также с помощью контактов реле.

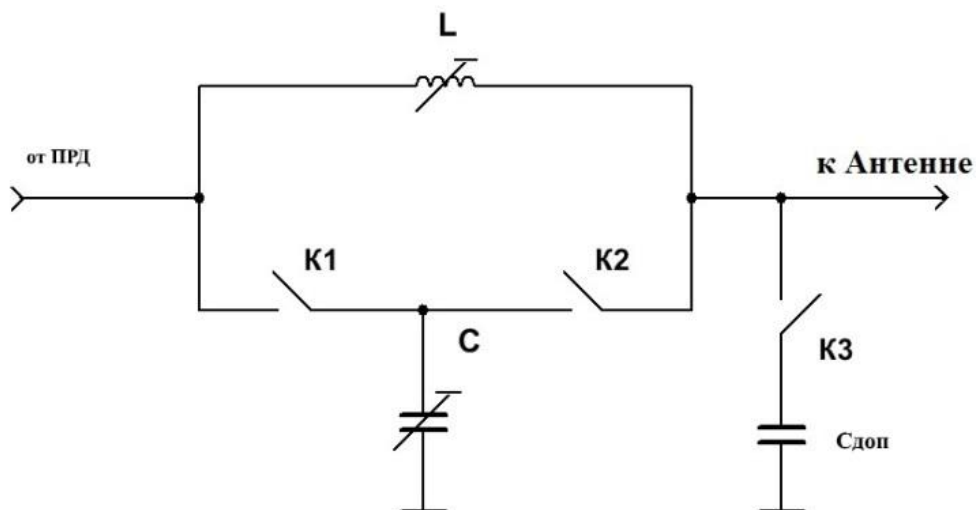


Рисунок 1 – Упрощенная принципиальная электрическая схема СУ

С помощью ключей K_1 , K_2 и K_3 можно получить три разновидности схем согласования, представленных на рис. 2.

Первый вариант СУ эквивалентен последовательному колебательному контуру. При этом входное сопротивление данного контура $R_{вх} \approx R_A'$, где R_A' – активная составляющая эквивалентного сопротивления антенны с учетом шунтирующей емкости C. Второй и третий варианты эквиваленты параллельным контурам с емкостной связью со входом. При этом в

качестве емкости связи используется конденсатор С. Каждый из этих контуров настраивается в резонанс на рабочей частоте ПРД. Если второй вариант может быть использован при $X_A < 0$; $R_A < \rho_{\phi}$, то благодаря шунтируемому действию $S_{доп}$ третий вариант возможно использовать, если $X_A > 0$; $R_A > \rho_{\phi}$.

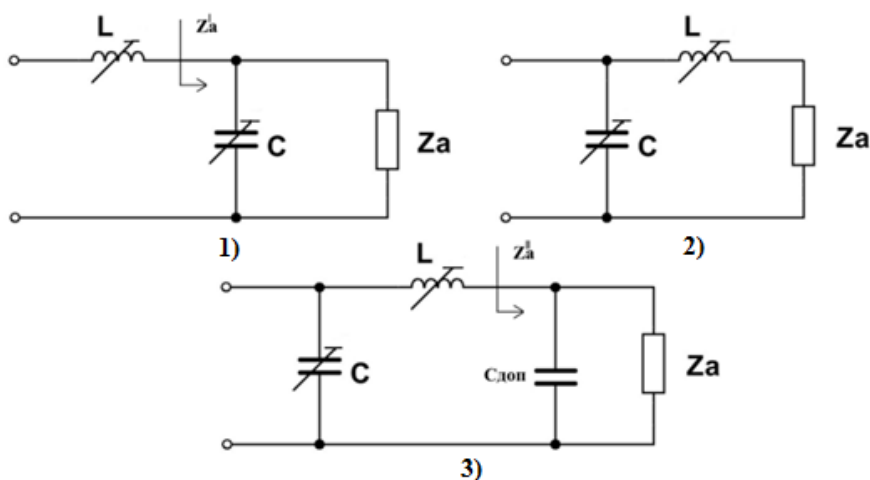


Рисунок 2 – Возможные варианты схемы согласования

Выполним анализ вариантов СУ с целью определения оптимальных параметров L и C, при которых $K_{св} = 1$. Рассмотрим Г-образный LC-четырёхполюсник, схема которого представлена на рис. 3.

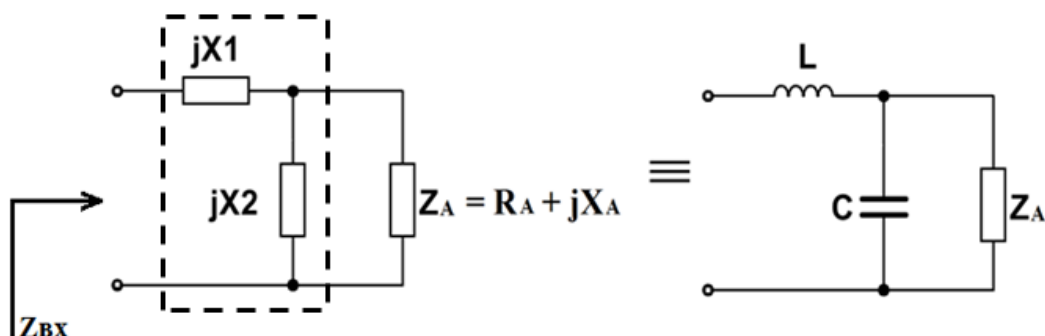


Рисунок 3 – Г-образный четырёхполюсник, эквивалентный последовательному контуру

Для упрощения будем полагать, что добротность элементов достаточно высока и можно пренебречь диссипативными потерями в них. При этом комплексные сопротивления элементов носят реактивный характер, причем $X_1 > 0$, $X_2 < 0$.

Запишем выражение для входного сопротивления СУ с подключенной антенной, имеющей комплексное сопротивление Z_A с $X_A \neq 0$:

$$Z_{вх} = jX_1 + \frac{jX_2(R_A + jX_A)}{R_A + jX_{A2}} = R_{вх} + jX_{вх}, \quad (1)$$

где $R_{вх} = R_A \frac{X_2^2}{R_A^2 + X_{A2}^2} = K_R^2 R_A$ – активная составляющая;

$X_{вх} = X_1 + X_2 \frac{R_A^2 + X_A X_{A2}}{R_A^2 + X_{A2}^2} = X_1 + K_X^2 X_2$ – реактивная составляющая входного сопротивления СУ.

Из условия $R_{вх} = \rho_{\phi}$, $X_{вх} = 0$, определим значения X_1 и X_2 :

$$X_1 = -K_X^2 X_2; X_{2,1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (2)$$

где $a = 1 - K_R^2$; $b = -2K_R^2 X_A$; $c = -K_R^2 |Z_A|^2$.

Соответствующие оптимальные значения X_1 и X_2 , а также L_0 и C_0 приведены для 6-метровой штыревой антенны в табл. 1.

Таблица 1 – Значения реактивных сопротивлений и элементов СУ для варианта 1 в зависимости от частоты (6-метровая штыревая антенна)

f, МГц	12,33	13,2	16,46	17,36	22,0	22,72	25,01	25,6
R_A , Ом	80	88	300	500	2000	1000	100	90
X_A , Ом	95	100	650	800	-100	-800	-600	-400
X_1 , Ом	84,502	87,074	287,953	294,109	312,65	281,957	427,2	301,478
X_2 , Ом	-67,006	-70,065	-215,543	-237,899	-323,231	-338,903	-1454	-1178
C_0 , пФ	192,6	172,1	44,86	38,54	22,38	20,67	4,375	5,276
L_0 , мкГн	1,091	1,05	2,784	2,696	2,262	1,975	2,719	1,874
X_1 , Ом	89,897	92,054	265,207	270,557	286,675	259,998	386,353	276,963
X_2 , Ом	-60,1606	-62,804	-194,26	-212,714	-280,74	-288,206	-970,375	-749,503
C , пФ	55,562	56,0776	25,247	26,618	26,129	31,1399	27,1968	37,882
L , мкГн	1,1604	1,1099	2,5643	2,4804	2,074	1,8213	2,4586	1,7219
ΔC , пФ	137,077	116,008	19,612	11,919	3,7484	10,4701	22,8214	32,606
ΔL , мкГн	0,06964	0,06005	0,2199	0,2159	0,1879	0,15382	0,25994	0,15241

Значения R_A и X_A для 6-метровой антенны взяты из [1].

Аналогичным образом получены данные для 10-метровой штыревой и 15-метровой лучевой антенн.

Аналогичным образом производим анализ второго варианта Г-образного АСУ. При этом полагаем $R_A < Z_{вх} = \frac{jX_1(R_A + jX_{A2})}{R_A + jX_{\Sigma}} = R_{вх} + jX_{вх}$ ρ_{ϕ} ; $X_A < 0$ и $X_2 > 0$ (рис. 4).

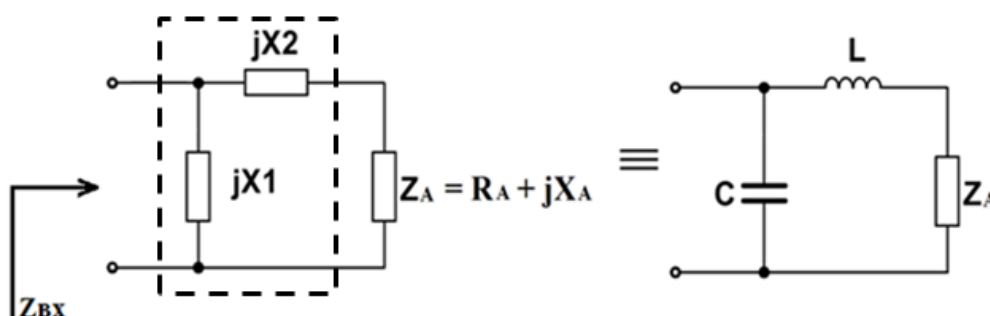


Рисунок 4 – Г-образный четырехполюсник, эквивалентный параллельному колебательному контуру

Входное сопротивление LC-четырёхполюсника с подключенной антенной с комплексным сопротивлением Z_A :

$$Z_{вх} = \frac{jX_1(R_A + jX_{A2})}{R_A + jX_{\Sigma}} = R_{вх} + jX_{вх}, \quad (3)$$

где $ReX = R_A \frac{X_1^2}{R_A^2 + X_\Sigma^2} = K_R^2 R_A; X_{ex} = X_1 \frac{R_A^2 + X_{A2} X_\Sigma}{R_A^2 + X_\Sigma^2} = K_X^2 X_1.$

Из условия $R_{bx} = \rho_\phi, X_{vx} = 0$, определим значения X_1 и X_2 :

$$X_1 = \frac{K_R^2}{1 - K_R^2} X_{A2}; X_2 = X_{A2} - X_A. \quad (4)$$

Соответствующие оптимальные значения X_1 и X_2 , а также L_0 и C_0 приведены для 6-метровой штыревой антенны в табл. 2.

Таблица 2 – Значения реактивных сопротивлений и элементов СУ для варианта 2 в зависимости от частоты (6 метровая штыревая антенна)

f, МГц	1,5	2,0	3,0	3,8	4,0	4,65	6,2	6,52	8,195	8,815
$R_A, \text{Ом}$	5,43	5,71	6,42	6,98	6,99	7,85	8,56	9,0	20	5,43
$X_A, \text{Ом}$	-2000	-1500	-800	-301	-300	-300	-200	-150	-100	-2000
$X_1, \text{Ом}$	-17,452	-17,95	-19,19	-20,14	-20,157	-	-22,725	-23,426	-40,825	-61,237
$X_2, \text{Ом}$	215,557	1516	816,727	318,329	317,339	318,19	218,834	169,209	124,495	114,495
$C_0, \text{пФ}$	6080	4433	2764	2079	1974	1586	1129,6	1042	475,7	294,8
$L_0, \text{мкГн}$	213,9	120,6	43,33	13,33	12,63	10,89	5,618	4,13	2,418	2,067
$X1, \text{Ом}$	-18,7666	-19,404	-21,011	-22,273	-22,295	-	-25,854	-26,864	-59,455	-
$X2, \text{Ом}$	2014,2	1514,5	815,24	316,77	315,77	316,51	217,07	167,388	121,257	109,44
$C, \text{пФ}$	5653,83	4101,04	2524,89	1880,42	1784,6	1412,1 2	992,9	908,658	326,648	127,78
$L, \text{мкГн}$	213,714	120,521	43,25	13,267	12,564	10,833	5,5722	4,086	2,355	1,976
$\Delta C, \text{пФ}$	425,845	331,525	239,444	199,148	189,35	174,09 1	136,717	133,355	149,067	167,057
$\Delta L, \text{мкГн}$	0,14336	0,11064	0,0789	0,0654	0,0622	0,0573	0,0453	0,04446	0,0629	0,0913

Аналогичным образом получены данные для 10-метровой штыревой и 15-метровой лучевой антенн.

Далее рассмотрим П-образный LC-четырёхполюсник, который отличается от предыдущего Г-образного наличием дополнительного реактивного двухполюсника с комплексным сопротивлением jX_3 , где $X_3 < 0$ (рис. 5).

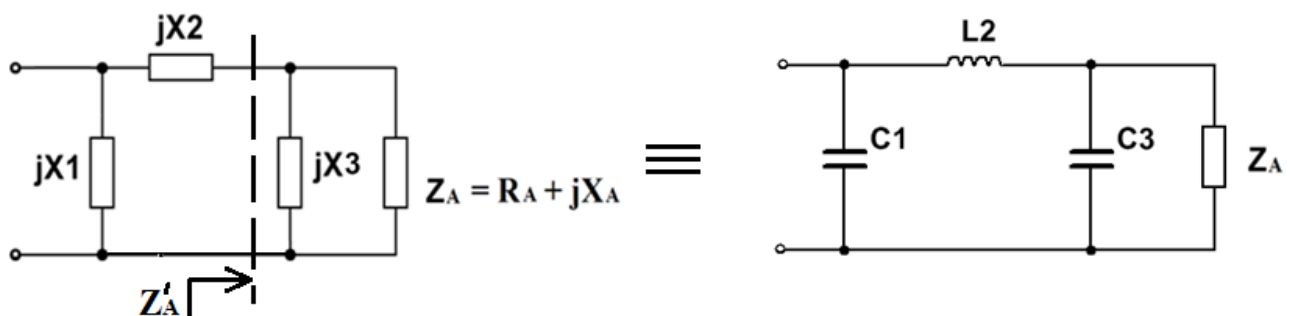


Рисунок 5 – П-образный четырёхполюсник, эквивалентный параллельному колебательному контуру

Благодаря дополнительной параллельной емкости C_3 , шунтирующей входное сопротивление антенны Z_A , получается эквивалентное сопротивление антенны:

$$Z'_A = \frac{jX_3(R_A + jX_A)}{R_A + jX_{A3}} = R'_A + jX'_A, \quad (5)$$

где $R'_A = K_{R_A}^2 R_A$; $X'_A = K_{X_A}^2 X_A$.

При этом П-образный четырехполосник будет эквивалентен Г-образному, рассмотренному ранее. Следовательно, должны выполняться условия $R'_A < \rho_\phi$ и $X'_A < 0$ при этом $K_{R_A}^2 < 1$; $K_{X_A}^2 < 1$:

$$X_{3\min} = \frac{-b' - \sqrt{(b')^2 - 4a'c'}}{2a'}, \quad (6)$$

где $a' = R_A - \rho_\phi$; $b' = -2X_A \rho_\phi$; $c' = -|Z_A|^2 \rho_\phi$.

Для 6-метровой антенны на нижней частоте $f = 12,33$ МГц имеем $R_A = 80$ Ом; $X_A = 95$ Ом. Выбрав значение $\rho_\phi = 50$ Ом и используя формулу (6), можно получить значение $X_{3\min} = -67$ Ом и $C_{3\min} = 192,6$ пФ. Верхней частоте $f = 17,36$ МГц соответствует $R_A = 300$ Ом; $X_A = 800$ Ом.

При этом получается значение $X_{3\min} = -254,2$ Ом и $C_{3\min} = 36,1$ пФ.

Таким образом, по наихудшему варианту, соответствующему $f = 12,33$ МГц, выбираем $C_3 = 200$ пФ $> C_{3\min} = 196,2$ пФ.

Аналогичным образом получены данные для 10-метровой штыревой и 15-метровой лучевой антенн.

С целью определения разрядности наборов катушек индуктивности и конденсаторов дискретно управляемых АСУ необходимо найти дискреты изменения индуктивности ΔL и емкости ΔC , при которых обеспечивается $K_{св} < K_{св\text{доп}}$. Для этого определим допустимые параметры $R_{вх}$ и $X_{вх}$ относительно $K_{св\text{доп}} = 1,5$, что соответствует ПВ/КВ диапазонам [2].

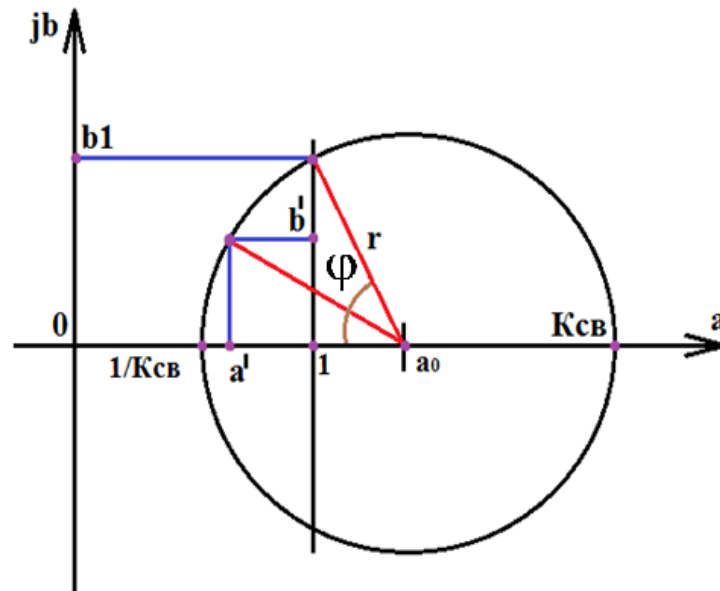


Рисунок 6 – Линия положения в комплексной плоскости, соответствующая значению $K_{св}=1,5$

Линии положения в комплексной плоскости, соответствующие постоянному значению $K_{св}$, представляют собой окружность с центром, координаты которого:

$$a_0 = \frac{1}{2} \left(K_{св} - \frac{1}{K_{св}} \right) \quad (7)$$

и радиусом:

$$r = \frac{1}{2} \left(K_{св} + \frac{1}{K_{св}} \right). \quad (8)$$

Нормированные значения вещественной и мнимой составляющих входного сопротивления АСУ:

$$a = \frac{R_{вх}}{\rho_\phi}; b = \frac{X_{вх}}{\rho_\phi}. \quad (9)$$

При известном угле «φ» допустимые величины нормированных параметров:

$$a' = a_0 r \cos\left(\frac{\phi}{2}\right); b' = r \cos\left(\frac{\phi}{2}\right). \quad (10)$$

Откуда получаем значения $R_{вх}$ и $X_{вх}$, которые при $K_{св, доп} = 1,5$ и $\rho_\phi = 50$ Ом равны:

$$R_{вх} = a' \rho_\phi = 38,029, \text{ Ом}; |X_{вх}| = b' \rho_\phi = 13,176, \text{ Ом}. \quad (11)$$

Для определения дискретных значений ΔL и ΔC для каждого варианта схемы находим значения X_1 и X_2 , при которых $R_{вх} = 38,029$ Ом, а $X_{вх} = 13,176$ Ом. Для этого используем уже ранее приведенные уравнения для каждой из схем. Полученные значения L , C , ΔL и ΔC приведены в табл. 1 и 2.

Рассчитаем разрядность для катушек индуктивности и конденсаторов для 1-го варианта схемы:

$$n = \frac{\lg\left(\frac{L_{\max}}{L_{\min}} + 1\right)}{\lg(2)} = 5,532 \approx 6, \quad (12)$$

$$m = \frac{\lg\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} + 1\right)}{\lg(2)} = 5,711 \approx 6, \quad (13)$$

где $L_{\min} = \Delta L_{\min} = 0,06005$ мкГн, $C_{\min} = \Delta C_{\min} = 3,7484$ пФ, $L_{\max} = 2,719$ мкГн, $C_{\max} = 192,6$ пФ – значения индуктивности и емкости из табл. 1.

Используя формулы (12) и (13), рассчитаем разрядность для катушек индуктивности и конденсаторов для 2-го варианта схемы:

$$n = \frac{\lg\left(\frac{L_{\max}}{L_{\min}} + 1\right)}{\lg(2)} = 12,232 \approx 13,$$

$$m = \frac{\lg\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} + 1\right)}{\lg(2)} = 5,025 \approx 6,$$

где $L_{\min} = \Delta L_{\min} = 0,04446$ мкГн, $C_{\min} = \Delta C_{\min} = 192,6$ пФ, $L_{\max} = 213,9$ мкГн и $C_{\max} = 6080$ пФ – значения индуктивности и емкости из табл. 2.

При дальнейшем исследовании целесообразно разработать эффективный алгоритм поиска оптимальных параметров L и C на каждой рабочей частоте.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дьяченко, Б. М. Техническая эксплуатация судовых радиотехнических устройств и систем передачи информации: учеб. пособие / Б. М. Дьяченко, Ю. С. Иванов. – Москва: В/о «Мортехинформреклама», 1991. – 160 с.

2. Грошев, Г. А. Определение дискрета изменения параметров управляемых антенных согласующих устройств / Г. А. Грошев // Управление безопасностью мореплавания и подготовка морских специалистов SSM. – 2002. – С. 58-64.

THE METHOD OF SYNTHESIS OF DISCRETE CONTROLLED ANTENNA-ACCELERATIVE DEVICES IV / SV RANGE

N.A. Nastenka, cadet,
 nickolay.nastenka2016@yandex.ru
 Kaliningrad State Technical University, Baltic Fishing Fleet State Academy

An analysis of a discrete controlled antenna tuner for various types of ship antennas has been carried out to develop a methodology for designing such devices.

antenna tuner, discretely controlled component, standing wave ratio