

Рассматривается работа лабораторных низкочастотных генераторов гармонических колебаний КС-типа, на баланых, LC-типа и цифровых звуковых колебаний. Анализируются источники погрешностей выходных параметров лабораторных измерительных генераторов. Рассматриваются блок-схемы приборов.

ВВЕДЕНИЕ

При радиотехнических измерениях в различных диапазонах частот широко используются измерительные генераторы сигналов. Они помогают провести испытания, исследования, измерения режимов различных радиотехнических устройств в систем как в процессе их производства, так и в процессе эксплуатации и ремонта.

Измерительный генератор сигналов представляет собой вынужденный источник радиотехнических сигналов, параметры которых - частота, напряжение (мощность) и форма - заранее известны с определенной точностью.

По ГОСТ 15094-69 принята следующая классификация измерительных генераторов сигналов:

ГЗ - генераторы сигналов низкочастотные, к которым относятся источники гармонических немодулированных или модулированных сигналов инфразвуковых, звуковых и ультразвуковых частот (до 200 кГц);

Г4 - генераторы сигналов высокочастотные, к которым относятся источники гармонических немодулированных или модулированных сигналов высоких и сверхвысоких частот;

Г5 - генераторы импульсов - источники одиночных или периодических видеосигналов прямоугольной формы;

Г6 - генераторы сигналов специальной формы (отличной от прямоугольной: треугольной, пилообразной и т.д.);

Г8 - генераторы качающейся частоты (свист-генераторы) - источники гармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полсом частот.

В настоящей работе рассматриваются только низкочастотные измерительные генераторы, т.е. генераторы типа ГЗ, являющиеся источниками синусоидальных сигналов низкой частоты. Само название "измерительный генератор низких частот" означает, что у данного генератора обязательно имеется диапазон частот от 20 Гц до 20 кГц, т.е. звуковой диапазон. Но весь частотный диапазон низкочастотного измерительного генератора может быть гораздо шире. Если частотный диапазон начинается с сотых и тысячных долей герца, то измерительный

© Московский авиационный институт, 1981 г.

генератор называют инфракрасночастотным. В случае, если диапазон частот достигает сотен килогерц, то измерительный генератор называют генератором звуковых и ультразвуковых частот. Если же частотный диапазон включает частоты до 10 МГц, то его называют генератором высокочастот.

Выходной сигнал измерительного низкочастотного генератора известен по своим основным параметрам: по частоте, амплитуде и форме кривой гармонического сигнала с определенной, заранее заданной точностью.

ГОСТ 10501-74 подразделяет измерительные генераторы на классы точности по частотным параметрам (F -параметрам) и по параметрам выходного напряжения (U -параметрам). За ядро класса точности принимается значение основной погрешности установки частоты и опорного уровня выходного напряжения, выраженной в процентах. Установлено шесть классов по точности отсчета частоты: $F_{0,1}, F_{0,5}, F_1, F_{1,5}, F_2$ и F_3 и пять классов по точности отсчета уровня выходного сигнала: $U_1, U_2, U_{2,5}, U_4$ и U_6 . Например, обозначение класса точности $F_1 U_{2,5}$ показывает, что измерительный генератор имеет основную погрешность установки частоты 1% и основную погрешность установки опорного уровня выходного напряжения 2,5%.

Изменение гармонического сигнала характеризуется коэффициентом гармоник. Выходящие измерительные генераторы имеют коэффициент гармоник 0,3; 0,5 в 1%, а особо высококачественные - 0,05 ... 0,015%. Упомянутый ГОСТ 10501-74 устанавливает величины остальных параметров измерительного генератора: нестабильность частоты, коэффициент гармоник, погрешность ослабления аттенуатора, дополнительные погрешности частоты и амплитуды. Данный ГОСТ разрешает выпуск измерительных генераторов с более высокими классами точности (по F -параметрам и по U -параметрам).

Пределы регулировки параметров выходного сигнала определяют эксплуатационные возможности измерительного генератора. Основной эксплуатационной характеристикой измерительного генератора является диапазон перекрываемых им частот. В этом частотном диапазоне выходной сигнал измерительного генератора соответствует всем нормам по точности для данного прибора. Если существует сигнал за пределами этого частотного диапазона, то он не является эталонным и для него нужна дополнительная калибровка. Частота измерительных генераторов, как правило, регулируется двумя ступенями: ступенчато и плавно. Часть частотного диапазона измерительного генератора

в котором частота сигнала устанавливается плавно, называется поддиапазоном. Некоторые переключки комков поддиапазонов обеспечивают непрерывность регулировки по всем диапазонам.

Другой основной эксплуатационной характеристикой является диапазон выходных напряжений. Регулировка величины выходного сигнала производится также двумя путями: изменением величины напряжения на входе усилителя и плавным или ступенчатым аттенуатором в пределах до 100...110 дБ. Погрешность установленного уровня выходного напряжения определяется погрешностями электродного вольтметра и аттенуатора.

Величина выходного сопротивления $R_{вых}$ измерительного генератора также является основной эксплуатационной характеристикой прибора. В измерительных генераторах низкой частоты устанавливается разное значение выходного сопротивления в зависимости от сопротивления нагрузки, подключаемых к выходу генератора. Распространенными значениями $R_{вых}$ являются 6, 60, 600, 6000 Ом; наиболее часто используется значение 600 Ом.

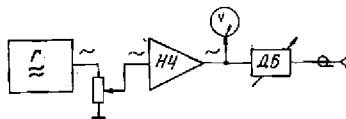


Рис. I.1

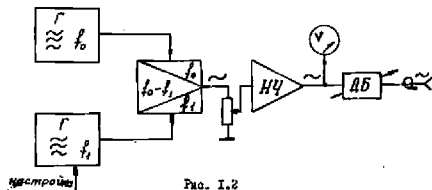


Рис. I.2

Измерительные генераторы низких частот строят по схеме прямого генерирования выходной частоты (рис. I.1) или по принципу балансной (рис. I.2), где выходная частота является разностью частот двух высокочастотных генераторов.

I. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ RC-ГЕНЕРАТОРЫ

В настоящее время наиболее распространенным типом измерительных высокочастотных генераторов гармонических сигналов в звуковом и ультразвуковом диапазоне частот являются RC-генераторы благодаря простоте схемы и высоким качественным показателям.

Измерительные RC-генераторы выполняются по типовой скелетной схеме (рис. I.1) и содержат задающий генератор, выходной усилитель, электронный вольтметр, аттенуатор в блоке питания.

Рассмотрим измерительного RC-генератора начиню с задающего генератора.

I.1. Задающий RC-генератор

Задающий генератор образован соединением резистивно-емкостного усилителя (лампового или транзисторного) с цепью обратной связи, представляющей собой пассивный четырехполюсник, состоящий из резисторов и емкостей.

Усилитель обладает постоянным коэффициентом усиления K_0 и равномерной амплитудно-частотной характеристикой в широком диапазоне частот, а цепь обратной связи является частотно-зависимой.

Для определенных условий в данной системе могут возникнуть устойчивые колебания, очень близкие по форме к гармоническим со стабильной амплитудой и частотой.

Схемы задающих RC-генераторов весьма разнообразны, но наиболее широкое распространение получила схема RC-генератора, образованная двухкаскадным резистивно-емкостным усилителем и цепью обратной связи, представляющей собой мост Вина (рис. I.3). В мосте Вина левая ветвь, образованная сопротивлениями Z_1 и Z_2 , является частотно-зависимой и представляет собой цепь положительной обратной связи (ПОС). Правая ветвь моста Вина, образованная резисторами R_3 и R_4 , является частотно-независимой и представляет собой цепь отрицательной обратной связи (ООС).

Для нахождения частоты генерации и амплитуды колебаний в стационарном режиме рассмотрим уравнение гармонического баланса [1]

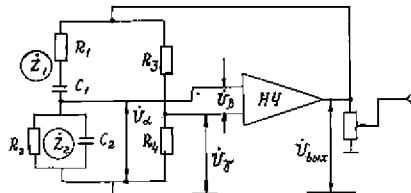


Рис. I.3

$$K_0 \beta > 1 \quad (I.1)$$

или

$$K_0 \beta e^{j(\varphi_k + \varphi_\beta)} > 1,$$

где K_0 и φ_k — модуль и аргумент коэффициента усиления; β и φ_β — модуль и аргумент коэффициента передачи цепи обратной связи.

Здесь условие неравенства $K_0 \beta > 1$ означает условие возбуждения и нарастания колебаний, а условие равенства означает стационарный режим. Для стационарного режима уравнение гармонического баланса можно разбить на два:

условие баланса амплитуд

$$K_0 \beta = 1; \quad (I.2)$$

условие баланса фаз

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (I.3)$$

Для в системе гармонический баланс выполняется только на одной частоте, то в этой системе существуют гармонические колебания.

Покажем, что уравнение баланса фаз для данной схемы справедливо только для одной частоты. Сначала рассмотрим величину фазового сдвига, создаваемого усилителем. В двухкаскадном усилителе на резисторах, обладающим равномерной АЧХ во всем рабочем диапазоне RC-генератора, этот фазовый сдвиг будет равен $2\pi n$ коэффициент усиления является вещественной величиной. Даже на краях АЧХ, при коэффициент усиления начинает медленно изменяться, величина φ_k будет отличаться от $2\pi n$. Поэтому в рабочем диапазоне этот коэф-

шент обратной связи β также должен являться вещественной величиной и $\varphi_{\beta} = 2\pi(n-1)$; при $n = 1$ $\varphi_{\beta} = 0$. Коэффициент обратной связи β определяется как разность коэффициентов цепей ПОС и ОСС:

$$\beta = \alpha - \gamma, \quad (1.4)$$

где

$$\alpha = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \text{коэффициент передачи цепи ПОС}; \quad (1.5)$$

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \text{коэффициент передачи цепи ОСС}. \quad (1.6)$$

Так как величина γ является вещественной величиной, то определенным условиям, при которых величина α станет также вещественной:

$$\alpha = \alpha_0 e^{j\varphi_{\alpha}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{i\omega Z_1 + Z_2} = \frac{1}{i\omega(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) + (\frac{R_2}{1 + j\omega C_2})} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})}. \quad (1.7)$$

Очевидно, что величина α станет вещественной, когда мнимая часть знаменателя в правой части обратится в нуль. Это условие выполняется только на одной частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (1.8)$$

Из (1.7) и (1.8) следует, что баланс фаз в замкнутом RC-генераторе выполняется только на частоте ω_0 , которая и будет частотой гармонических колебаний задающего RC-генератора. Так как условие фазового баланса выполняется на частоте ω_0 , определенной паракреплением цепи ПОС, то эта цель получения названного задающего цепи ПОС.

Следовательно, что изменились величины элементов, образующих цепь ПОС, можно изменять частоту гармонических колебаний (подробнее об этом смотри ниже).

Теперь рассмотрим уравнение баланса амплитуд (1.2) на частоте ω_0

$$K_0 \beta_0 = K_0 (\alpha_0 - \gamma) > 1, \quad (1.9)$$

где $\alpha_0 = \frac{1}{1 + (R_1/R_2) + (C_2/C_1)}$ - величина коэффициента ПОС на частоте ω_0 и введены следующие обозначения: $\frac{R_1}{R_2} = m$, $\frac{C_2}{C_1} = n$;

часто выбирают $m = n = 1$, в том случае $\alpha_0 = \frac{1}{3}$. При включении источника напряжения в задающий генератор происходит процесс возбуждения колебаний, амплитуды колебаний, который затем переходит в стационарный режим - режим с постоянной амплитудой колебаний, при

этом неравенство $K_0 \beta_0 > 1$ переходит в равенство $K_0 \beta_0 = 1$. Из этого следует, что при нарастании амплитуды колебаний должны измениться величины (для одна из них), входящие в условие неравенства ($K_0 \beta_0 > 1$). А это означает, что в рассматриваемом автогенераторе, как и в любом другом автогенераторе, в принципе необходим нелинейный элемент, с помощью которого можно ограничиваться возрастание амплитуды.

Так как цепь ПОС выполняется из линейных элементов, емкостей C_1 и C_2 и резисторов R_1 и R_2 , то величина α_0 не зависит от амплитуды генерируемого напряжения.

В LC-генераторе функция нелинейного элемента выполняет активный элемент (лампа или транзистор), который при увеличении амплитуды генерации переходит в нелинейный режим, как правило, в режим с отсечкой тока активного элемента. При этом происходит уменьшение коэффициента усиления в схеме автогенератора и дальнейший рост амплитуды колебаний прекращается. Но форма тока через лампу или транзистор имеет вид координатной функции и является от гармонической, т.е. является сильно искаженной. Но форма выходного напряжения LC-генератора весьма близка к гармонической, так как резонансный контур в таких генераторах имеет высокую добротность ($Q \gg 1$) и поэтому обладает высокой фильтрующей способностью, резко ослабляя напряжение высших гармоник на выходе генератора.

В RC-генераторах путь использования нелинейного режима в усилителе для целей ограничения амплитуды генерации совершенно неприемлем, что связано с тем, что фильтрующее действие цепи ПОС весьма мало и возникшие на выходе усилителя высокие гармонические составляющие невозможно отфильтровать. При этом сигнал на выходе такого генератора будет характеризоваться большими нелинейными искажениями, и его форма будет сильно отличаться от гармонической, что недопустимо для измерительных генераторов. Поэтому в задающих RC-генераторах обеспечивают работу усилителя в строго линейном режиме, который определяется очень малыми искажениями.

Возвращаясь к неравенству (1.9), видим, что функции нелинейного элемента в RC-генераторах должна выполнять роль ОСС, т.е. нелинейной величиной должен быть коэффициент γ , но при этом цепь ОСС, будучи нелинейной, не должна вносить нелинейных искажений в выходной сигнал генератора.

Этим противоречивым требованиям удовлетворяет цепь ОСС, включающая в себя терморезистор: терморезистор или баррестор. Терморезистор

представляет собой нелинейный резистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), а баррертор — линейный резистор с положительным ТКС (например, маломощная лампочка накаливания с достаточно большим начальным сопротивлением). В ранних моделях RC-генераторов использовались баррерторы — лампочки накаливания, в последних моделях чаще используют термисторы.

Термистор в RC-генераторе действует как инерционное нелинейное сопротивление. Сопротивление термистора определяется его температурой нагрева, устанавливающейся в процессе теплого обмена между термистором, по которому протекает ток подогрева, и окружающей средой. Скорости этих процессов определяется постоянной времени $T_{\text{тепл}}$, которая для используемых термисторов составляет несколько секунд. Поэтому при нагреве термистора переменным током звуковой частоты (от 20 Гц и выше) температура его за один период не может заметно измениться и остается практически постоянной. При этом постоянная в течение периода ответов и сопротивление термистора. Лишь за более длительное, чем один период времени температура термистора увеличивается, в это приводит к изменению его сопротивления.

Таким образом, для быстропеременных процессов — для колебаний звуковой и ультразвуковых частот — термистор является линейным сопротивлением, а его нелинейные свойства начинают проявляться при медленных процессах, например при нарастании или затухании амплитуды генерации, а также уже начинают проявляться на самых низких частотах звукового диапазона. Переход от режима возбуждения и нарастания амплитуды колебаний к стационарному режиму характеризуется уменьшением коэффициента обратной связи $\beta_0 = \alpha_0 \cdot \gamma$ за счет увеличения коэффициента γ . Так как $\gamma = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$, то баррертор, обладающий положительным ТКС, необходимо включить вместо резистора R_4 , а на место R_3 нужно включить обычный резистор. Если не используется термистор — терморезистор

с отрицательным ТКС, то его нужно включить на место R_3 , а на место R_4 — обычный резистор.

На рис. 1.4 показаны характерные зависимости коэффициентов α_0 , γ , β_0 и напряжений $U_{\text{кв}}$, $U_{\text{г}}$ и $U_{\text{гн}}$ от выходного напряжения генератора. С помощью этих графиков из условия $\beta_0 = \frac{1}{K_0}$ определяется величина выходного напряжения генератора и все остальные величины для стационарного режима.

Следует отметить, что термистор в холодном состоянии имеет весьма большое сопротивление $R_{\text{х}}$ — несколько сотен килоом, что во много раз больше сопротивления резистора R_4 . Поэтому в начальный период возбуждения коэффициент ОС γ очень мал, и это облегчает возбуждение колебаний и обеспечивает высокую скорость их нарастания.

1.2. 0 регулировке частоты генератора

Плавную регулировку частоты генерации, т.е. частоты ω_0 , можно обеспечить плавным изменением параметров цепи ПОС. Но если заменить только один параметр цепи ПОС, то это приведет к изменению величин α_0 , так как

$$\alpha_0 = \frac{1}{1 + \pi + \pi_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}} \quad (1.10)$$

Изменение коэффициента α_0 приведет к изменению величин γ (при постоянной величине $\beta_0 = \frac{1}{K_0}$) и, как следствие, к изменению баланса амплитуд и изменению амплитуды генерации. Но появление зависимости выходного напряжения генератора от частоты очень желательно.

А это означает, что при изменении частоты ω_0 нужно одновременно и одинаково изменять величины резисторов R_1 и R_2 , обеспечивая $m = \cos \theta$, или емкостей C_1 и C_2 , обеспечивая $\pi = \cos \theta$. На рис. 1.5 изображены два варианта обеспечения плавной регулировки частоты. Пунктирная линия означает, что оба регулируемых элемента изменяются одновременно и одинаково. В первом варианте плавного изменения частоты используется двойный блок переменных конденсаторов, а во втором — двойный блок переменных резисторов.

В дальнейшем ограничимся условием, часто используемым на практике: $R_1 = R_2 = R$, т.е. $m = 1$, и $C_1 = C_2 = C$, т.е. $\pi = 1$. В этом случае

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.11)$$

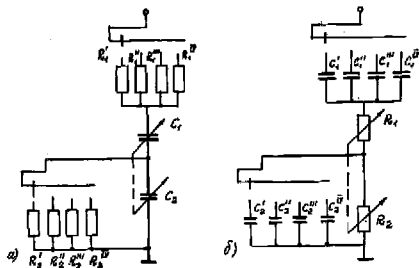


Рис. 1.5

При использовании блока переменных конденсаторов с максимальной емкостью $C_{\max} \approx 1000$ пФ и $C_{\min} \approx 30$ пФ следует учесть, что в схеме генератора к ним добавляются распределенные емкости монтажа, входные емкости усилителей и т.д. С целью стабилизации значения паразитных емкостей и обеспечения необходимого коэффициента перекрытия по емкости параллельно C_1 и C_2 ставят подстроечные (полуваременные) конденсаторы C_{01} и C_{02} , окончательные значения которых подбираться в процессе наладки генератора (рис. 1.6).

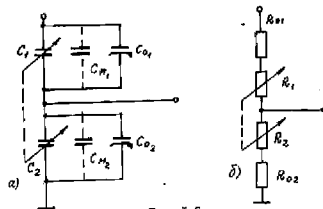


Рис. 1.6

Очевидно, при $C_1 = C_2$ нужно обеспечивать $C_{01} + C_{01} - C_{02} + C_{02} = C_0$. Коэффициент перекрытия по емкости N :

$$\frac{C_{\max} + C_0}{C_{\min} + C_0} = N,$$

откуда можно определить величину C_0 :

$$C_0 = \frac{C_{\max} - NC_{\min}}{N-1}.$$

В нашем случае, когда $C_{\max} = 1000$ пФ; $C_{\min} = 28$ пФ, $N = 10$ и $C_0 = 80$ пФ.

Так как величина $C_{1,2} + C_0$ изменяется в 10 раз, то во столько же раз изменится частота генератора. А это означает, что для перекрытия диапазона низких (звуковых) и ультразвуковых частот в пределах от 20 Гц до 200 кГц нужно иметь четыре поддиагона частот:

- I поддиапазон: 20...200 Гц; множитель частоты "x1";
- II поддиапазон: 200 Гц...2 кГц; множитель частоты "x10";
- III поддиапазон: 2...20 кГц; множитель частоты "x100";
- IV поддиапазон: 20...200 кГц; множитель частоты "x1000".

Переход с одного поддиагона частот на другой достигается десятикратным изменением величин резисторов R_1 и R_2 каждый раз.

Так как цена деления шкалы генератора по частоте при переходе с поддиагона на поддиапазон изменяется тоже в десять раз, то генератор снабжается только одной градуированной шкалой по частоте, а окончательный результат находится в результате умножения отсчета по шкале частот на "множитель частоты" для соответствующего поддиагона.

Оценим величины сопротивлений R_1 и R_2 на различных поддиагонах частот. Так, на первом поддиапазоне (от 20 до 200 Гц)

$$R_{1,2} = \frac{1}{2\pi f_{\min} (C_{\max} + C_0)} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot (1000 + 80) \cdot 10^{-12}} = 7,37 \cdot 10^8 \text{ Ом} = 7,37 \text{ МОм}.$$

На втором диапазоне частот эта величина уменьшается в 10 раз и составляет 73,7 кОм; на третьем поддиапазоне - 7,37 кОм, а на четвертом - 737 Ом.

Эти цифры показывают, что усилитель, который подключается к мосту Вина и который должен иметь входное сопротивление гораздо больше величины $R_{1,2}$ (хотя бы на два порядка, т.е. в 100 раз), должен обладать $R_{вх} \approx 10^8$ Ом. До последнего времени эта задача решалась применением ламповых усилителей.

В маломощных немедленных КС-генераторах в настоящее время используется второй вариант - обеспечение плавной регулировки частоты генерации с помощью блока переменных резисторов. Для повышения стабильности работы таких резисторов и обеспечения надежного контакта ползунков эти резисторы выполняются проволоочными со специальным профилем намотки (для обеспечения определенного закона градуировки шкалы по частоте). Эти проволоочные потенциометры, включаемые резистивами, выполняются на максимальное сопротивление порядка 10...20 кОм. А так как минимальное сопротивление в них устанавливается практически нулевое, то для обеспечения необходимого перекрытия по частоте на поддиапазоне (например, $N = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 10$) последовательно с ним нужно включить дополнительное сопротивление, выбираемое из расчета

$$\frac{R_{1,2 \max} + R_{доб}}{R_{доб}} = N,$$

откуда

$$R_{доб} = \frac{R_{1,2 \max}}{N-1}.$$

Если $R_{1,2 \max} = 16,5$ кОм, а $N = 10$, то $R_{доб} = 1,83$ кОм.

Таким образом, величина активного сопротивления в цепи ПОС $R_{1,2}$ изменяется в пределах от 1,83 до 18,33 кОм. Поэтому входное сопротивление усилителя после такой цепи ПОС должно составлять несколько мегаом, что уже может быть обеспечено в схемах транзисторных усилителей.

Нерегулирование поддиапазонов частот в этом варианте производится изменением величин постоянных конденсаторов C_1 и C_2 .

На первом поддиапазоне

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f_{\min} (R_{1,2 \max} + R_{доб})} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 35 \cdot 10^3} = 4,34 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} = 0,434 \text{ нФ};$$

на втором поддиапазоне $C_{12} = 0,0434$ нФ = 43,400 пФ; на третьем - 4340 пФ, а на четвертом - 434 пФ.

Следует отметить, что при использовании проволоочных потенциометров точность установки частоты ухудшается, так как регулировка становится не плавной, а дискретной - ползунок переходит с витка на виток намотки, обеспечивая ступенчатое изменение сопротивления. К тому же на высоких частотах начинает сказываться индуктивность намотки проволоочного потенциометра, что приводит к нарушению фазового баланса.

Было показано, что из уравнения фазового баланса $\varphi_K + \varphi_B = 2\pi n$ при работе усилителя заданного КС-генератора на средних частотах, где $\varphi_K = 2\pi$, частота генерации находится из условия $\varphi_B = 0$.

При этом частота генерации определяется только параметрами цепи ПОС:

$$\omega_{ген} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Если же частота генерации будет попадать на "край" АЧХ усилителя, то необходимо учитывать дополнительный фазовый сдвиг, возникающий в усилителе. Уравнение фазового баланса в этом случае запишем, опуская четное число π , как

$$\Delta\varphi_K + \Delta\varphi_B = 0. \quad (1.12)$$

Это приводит к тому, что в заданном генераторе для выполнения фазового баланса должен возникнуть в цепи обратной связи дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi_B$, равный по величине $\Delta\varphi_K$, но противоположный по знаку. При этом частота генерации ω_r будет отличаться от частоты ω_0 , определяемой параметрами цепи ПОС. Это приводит к тому, что градуировка частотной шкалы генератора не будет совпадать на различных поддиапазонах. Поэтому нужно определить условия, при выполнении которых частота генерации будет практически определяться величиной ω_0 . Из условия фазового баланса (1.12) следует, что $\Delta\varphi_K = -\Delta\varphi_B = S_{\varphi_B} \Delta\omega = S_{\varphi_B} (\omega_r - \omega_0)$, где $S_{\varphi_B} = \frac{\partial \varphi_B}{\partial \omega_r}$ - крутизна фазовой характеристики цепи обратной связи. Отсюда найдем

$$\omega_r = \omega_0 + \frac{\Delta\varphi_K}{S_{\varphi_B}}. \quad (1.13)$$

Это уравнение показывает, что частота генерации будет определяться частотой ω_0 тем точнее, чем выше крутизна фазовой характеристики цепи обратной связи и чем меньше величина дополнительного фазового сдвига в усилителе $\Delta\varphi_K$.

Найдем выражение для фазового сдвига φ_B цепи обратной связи для частотного случая, когда $R_1 = R_2 = R$ и $n = 1$; $C_1 = C_2 = C$ и $n = 1$; $\omega_0 = \frac{1}{RC}$; $\alpha_0 = \frac{1}{3}$.

Используя (I.7), запишем

$$\dot{\beta} = \beta \cdot e^{i\varphi_{\beta}} = \dot{\alpha} - \dot{\gamma} = \frac{\alpha_0}{1 + j\alpha_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} - \dot{\gamma} = \frac{\alpha_0}{1 + j\alpha_0^2 a} - \dot{\gamma} = \frac{\alpha_0 (1 - j\alpha_0 a)}{1 + \alpha_0^2 a^2} - \dot{\gamma} =$$

$$= \frac{\sqrt{(\alpha_0 - \dot{\gamma} (1 + \alpha_0^2 a^2))^2 + \alpha_0^2 a^2}}{1 + \alpha_0^2 a^2} e^{-j \arctg \frac{\alpha_0^2 a}{\alpha_0 - \dot{\gamma} (1 + \alpha_0^2 a^2)}}$$

где относительная разстройка частоты

$$\alpha = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega_0 \omega} \quad (I.14)$$

Таким образом,

$$\varphi_{\beta} = -\arctg \frac{\alpha_0^2 a}{\alpha_0 - \dot{\gamma} (1 + \alpha_0^2 a^2)} \quad (I.15)$$

На рис. I.7 изображены фазовые характеристики φ_{β} (ФЧХ) цепи обратной связи вблизи частоты ω_0 при $\alpha_0 = 1/3$ и различных значениях $\dot{\gamma}$. Эти графики показывают, что вблизи ω_0 ФЧХ имеет линейную зависимость и что крутизна ФЧХ весьма существенно зависит от соотношения между α_0 и $\dot{\gamma}$, т.е. от величин коэффициента полной обратной связи β_0 (или от ее обратной величины K_0). При уменьшении величины β_0 , т.е. при увеличении ОСС, крутизна ФЧХ растет.

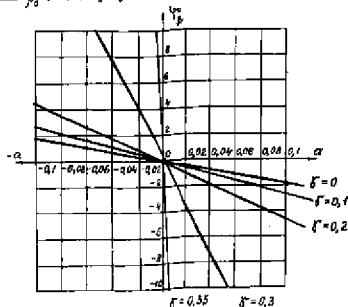


Рис. I.7

В области малых разстроек, когда $\alpha < 1$, а $\alpha_0^2 a^2 \ll 1$, можно заметить, что

$$\alpha = \frac{(\omega_1 - \omega_0)(\omega_1 + \omega_0)}{\omega_0 \omega_1} \approx \frac{2(\omega_1 - \omega_0)}{\omega_0} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

и

$$\varphi_{\beta} \approx -\frac{\alpha_0^2 a}{\alpha_0 - \dot{\gamma}} \approx -\frac{2\alpha_0^2 (\omega_1 - \omega_0)}{\beta_0 \omega_0} \quad (I.16)$$

Отсюда найдем выражение для крутизны ФЧХ цепи обратной связи вблизи ω_0

$$\delta\varphi_{\beta} = \frac{\partial \varphi_{\beta}}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = -\frac{2a^2}{\omega_0 \beta_0} = -\frac{2\alpha_0^2 K_0}{\omega_0} \quad (I.17)$$

Теперь запишем выражение для частоты генерации

$$\omega_r = \omega_0 + \frac{\Delta\varphi_{\beta}}{\delta\varphi_{\beta}} = \omega_0 - \frac{\omega_0 \Delta\varphi_{\beta}}{2\alpha_0^2 K_0} = \omega_0 \left(1 - \frac{\Delta\varphi_{\beta}}{2\alpha_0^2 K_0} \right) = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \left(1 - \frac{\Delta\varphi_{\beta}}{2\alpha_0^2 K_0} \right) \quad (I.18)$$

Из (I.18) следует, что нестабильность частоты генерации ω_r в первую очередь определяется нестабильностью параметров цепи ПОС, т.е. изменением величин R_1, R_2, C_1 и C_2 при воздействии стабилизирующих факторов, и, во вторую очередь (при достаточно глубокой ОСС), - изменением параметров усилителя K_0 и $\Delta\varphi_{\beta}$ при изменении наприжения питания, температуры и других стабилизирующих факторов. Основным величинами, входящими в (I.18), при $\alpha_0 = 1/3$ и $K_0 = 300$:

$$-\frac{\Delta\varphi_{\beta}}{2\alpha_0^2 K_0} = -0,015 \Delta\varphi_{\beta}$$

Поэтому величина поправки к частоте ω_0 за счет фазового сдвига (а тем более его изменения) на краях АЧХ составляет весьма малую величину. Даже на границе полосы пропускания усилителя (а она значительно шире, чем полоса рабочих частот генератора), где $\Delta\varphi_{\beta} = \pm \pi/4$, эта величина поправки составляет лишь $\pm 0,012 = \pm 1,2\%$, а ее изменения под действием стабилизирующих факторов будут еще меньше.

Проведенное рассмотрение показало, что в заданном RC-генераторе, где используется усилитель с большим коэффициентом усиления $K_0 \gg 1$, что потребовало введения глубокой ОСС, частота генерации даже на границах АЧХ усилителя с достаточной для практики точностью равна частоте ω_0 .

$$\omega_r \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Отсюда, применяя традиционный прием — логарифмирование, дифференцируя и переходя затем к конечным приращениям, получаем:

$$\delta_{\omega_f} = \frac{\Delta \omega_f}{\omega_f} = -\frac{1}{2} \delta_{R_1} - \frac{1}{2} \delta_{R_2} - \frac{1}{2} \delta_{C_1} - \frac{1}{2} \delta_{C_2}.$$

В общем случае частные составляющие погрешности носят случайный характер и относительная средняя квадратичная погрешность частоты генерации определяется следующей зависимостью:

$$\delta_{\omega_f} = \frac{1}{2} \sqrt{\delta_{R_1}^2 + \delta_{R_2}^2 + \delta_{C_1}^2 + \delta_{C_2}^2}.$$

При выборе высокостабильных резисторов и емкостей, обеспечивающих относительную среднеквадратичную погрешность порядка нескольких десятых долей процента, можно обеспечить нестабильность частоты ω_f такого же порядка — десятые доли процента. При учете погрешности шкалы генератора по частоте из-за левых ошибок в нанесении расок и из-за наличия невязанных делителей в верхних междункамах общая погрешность установки частоты оказывается порядка одного процента, что вполне приемлемо для множества практических задач радиоэлектроники.

1.4. О стабильности выходного напряжения

Величина нестабильности выходного напряжения зависит от изменения коэффициента передачи α_0 цепи ОС по поддиапазону частот и при переходе с одного поддиапазона на другой, от изменения коэффициента усиления K_0 при изменении питающих напряжений, от изменения окружающей температуры. Стабилизация выходного напряжения в RC -генераторе обеспечивается применением цепочки ОС, осуществляемой с помощью терморезисторов — барреторов или термисторов. Так как необходимо обеспечить

$$\frac{\partial U_{вых}}{\partial U} = \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)^2} \left(\frac{1}{R_4} \frac{\partial R_4}{\partial U_{обн}} - \frac{1}{R_3} \frac{\partial R_3}{\partial U} \right) > 0,$$

то термистор, обладающий отрицательным ТКС, нужно поставить на место резистора R_3 . При использовании барретора, для которого ТКС положительный, его нужно ставить на место резистора R_4 . Все это меры приводят к тому, что в заданном генераторе обеспечивается малая величина нестабильности выходного напряжения в диапазоне рабочих частот и во время работы.

Очевидно, что меры стабилизации выходного напряжения оказываются и в выходной усилитель измерительного RC -генератора. В нем также применяется глубокая ОС и различные схемы термостабилизации и стабилизации рабочего режима транзисторных каскадов усиления.

Рассматривая зависимость изменения $U_{вых}$ в диапазоне частот, необходимо отметить, что в нижней части частотного диапазона тепловая подвижная терморезистор становится сравнимой с периодом колебаний. При этом цепь ОС реагирует не только на величину амплитуды сигнала, но и на мгновенное значение генерируемого напряжения. При этом стабилизирующие свойства цепи ОС ухудшаются. На верхнем участке частотного диапазона начинают сказываться паразитные емкости монтажа, входа и выхода усилителя. Если перестройка частоты осуществляется проволоочным потенциометром, то начинает сказываться индуктивность его катушки. Это приводит к изменению величины α_0 , что увеличивает нестабильность выходного напряжения.

В измерительных RC -генераторах величина нестабильности выходного напряжения во всем частотном диапазоне составляет 4...6%, а в измерительном генераторе типа ГЗ-107, обладающем повышенной стабильностью выходного напряжения, она составляет лишь 0,4%, и такой измерительный генератор может быть использован в качестве источника калибровочного напряжения для градуировки и поверки электронных вольтметров, милливольтметров и других измерительных приборов.

На рис. 1.8 показаны типовые зависимости $\delta_{U_{вых}}$ от частоты для измерительного генератора типа ГЗ-107 [4] и выграхована допустимая область параметров, пунктиром показаны действительные значения на одном из приборов.

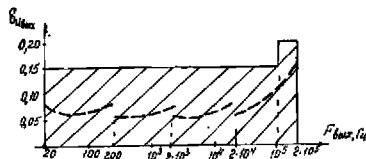


Рис. 1.8

1.5. Нелинейные искажения в LC-генераторе

LC-генераторы могут создавать гармонические сигналы с весьма малым уровнем нелинейных искажений — десятые и сотни доля процента.

Искажение сигнала происходит в основном в зашумленном генераторе, причем коэффициент нелинейных искажений изменяется по частотному диапазону. В нижней части частотного диапазона опыты оказываются малая величина тепловой постоянной терморезистора по сравнению с периодом колебания. В некоторых типах LC-генераторов в области низких частот для повышения эффективного значения тепловой постоянной терморезистора применяют специальные схемы. Это приводит к уменьшению коэффициента нелинейных искажений на этом участке частотного диапазона, но заметно увеличивает длительность переходных процессов, возникающих при перестройке частоты внутри поддиапазона.

На верхнем участке частотного диапазона влияние распределенных емкостей схемы, индуктивностей намотки проводящих потенциометров вызывает изменение величины α , в результате дополнительных фазовых сдвигов, что в итоге приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений.

Как уже отмечалось выше, выходной усилитель в LC-генераторе должен работать в строго линейном режиме, что обеспечивает весьма малый уровень нелинейных искажений.

На рис. 1.9 показана графическая зависимость коэффициента нелинейных искажений в диапазоне частот для измерительного генератора типа ГЗ-102 [4].

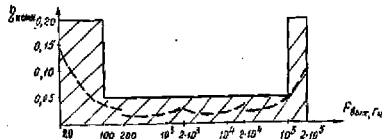


Рис. 1.9

1.6. Низкочастотный измерительный генератор ГЗ-102

Прибор данного типа обеспечивает получение электрических гармонических колебаний с калиброванными частотой и амплитудой и с повышенным качеством формы сигнала в звуковом и ультразвуковом диапазонах частот. Класс точности $F_1 U_4$.

Основные технические характеристики:

диапазон частот	20 Гц...200 кГц
диапазон измененных выходного напряжения на нагрузку	80 мВ...8 В
	600 Ом
относительная погрешность установки опорного уровня	4%
погрешность установки частоты	

$$\begin{aligned} (20 \dots 20) \cdot 10^3 \text{ Гц} & \quad 0,01 f_{\text{вых}} + 0,2 \text{ Гц} \\ (20 \dots 200) \cdot 10^3 \text{ Гц} & \quad 0,015 f_{\text{вых}} \end{aligned}$$

коэффициент нелинейных искажений:

$$\begin{aligned} (0,2 \dots 2) \cdot 10^3 \text{ Гц} & \quad \text{при } P_{\text{вых}} < 500 \text{ мВт} \quad 0,02\% \\ (0,1 \dots 20) \cdot 10^3 \text{ Гц} & \quad \text{при } P_{\text{вых}} < 100 \text{ мВт} \quad 0,05\% \\ (20 \dots 200) \cdot 10^3 \text{ Гц} & \quad \text{при } P_{\text{вых}} < 100 \text{ мВт} \quad 0,1\% \end{aligned}$$

шкала от нуля переменного тона частотой	50 ± 0,5 Гц,
напряжением	220 ± 20 В
потребляемая мощность	25 В-А

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ LC-ТИПА

В LC-генераторах генерируемая частота определяется с достаточной степенью точности (при добротности $Q \gg 1$) только параметрами колебательного контура L и C :

$$f_{\text{ген}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

где $f_{\text{ген}}$ — в герцах; L — в генри; C — в фарадах.

LC-генераторы трудно выполнить с плавной перестройкой во всем диапазоне звуковых частот от $f_{\text{мин}} = 20$ Гц до $f_{\text{макс}} = 20$ кГц, т.е. с перекрытием по частоте $N = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = 10^3$, так как для этого необходимо изменять параметры задающего генератора в N^2 раз, т.е. в 10^6 раз:

$$\frac{(LC)_{\text{макс}}}{(LC)_{\text{мин}}} = \left(\frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} \right)^2 = N^2$$

Такая конструкция LC-генератора с плавной перестройкой частоты получается очень громоздкой.

Но LC-генераторы широко применяются в качестве измерительных генераторов низкой частоты, выполняемых на одну или несколько фиксированных частот. Например, LC-генераторы на частоте 400 в 1000 Гц используются в качестве модуляторов для получения амплитудно-модулированного сигнала в высокочастотных измерительных генераторах (в генераторах типа Г4).

3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА БИЕНАХ

3.1. Принцип работы измерительного генератора на биенях

Измерительный генератор низкой частоты на биенях включает в себя два генератора высокой частоты, один из которых работает на постоянной частоте f_0 , а другой вырабатывает напряжение переменной частоты f_1 , которая может изменяться в пределах от f_0 до $f_0 - F_{\max}$, где F_{\max} — максимальное значение низкой частоты. Напряжения обоих генераторов подает на смеситель, на выходе которого возникает целый спектр частот, в том числе и разностная частота $F = f_0 - f_1$. Для выделения разностной частоты на выходе смесителя ставит фильтр нижних частот, с выхода которого напряжение поступает на вход усилителя низкой частоты, а затем через выходное устройство (огласуемое устройство и аттенуатор) — на выход измерительного генератора.

При работе измерительного генератора в звуковом диапазоне F_{\max} составляет 20 кГц (иногда 40 кГц). Значение f_0 выбирают на порядок выше, чем F_{\max} — например, 200 кГц (для $F_{\max} = 40$ кГц f_0 составляет 400 кГц). В генераторе переменной частоты f_1 будет изменяться от 200 до 180 кГц (для $F_{\max} = 40$ кГц $f_1 = 400 \dots 380$ кГц) т.е. максимальное относительное изменение частоты составляет всего 10%. Такое незначительное изменение частоты перестраиваемого генератора достигается весьма небольшим изменением параметров задающего контура генератора. Так как обычно плановое изменение частоты генератора обеспечивается переменным конденсатором, то относительное изменение емкости контура составляет $\delta \epsilon_{\text{конт}} \approx 2 \delta \epsilon_{\text{конд}} = 20\%$. Такие относительно малые изменения емкости контура легко обеспечиваются и не вызывают никаких технических затруднений, чего нельзя сказать о возможности перестройки частоты LC- и RC-генераторах. На оси ротора этого переменного конденсатора укреплена

шкала, проградуированная в значениях низкой частоты от 0 до F_{\max} .

Незначительные изменения параметров контура генератора переменной частоты при перестройке приводит к тому, что эквивалентное сопротивление этого контура остается практически постоянным, и это обеспечивает постоянство напряжения частоты f_1 во всем рабочем диапазоне частот. В свою очередь, это условие влияет на постоянство выходного напряжения измерительного генератора.

В задающих контурах генератора постоянной частоты f_0 включены два переменных конденсатора несложной емкости.

Один из них используется для коррекции выходной частоты измерительного генератора при проверке правильности градуировки по частоте перед началом работы (подробнее об этом см. ниже). Ручка регулятора этого конденсатора выведена на переднюю панель прибора и снабжена надписью "Установка нуля".

Второй переменной конденсатор также позволяет в значительных пределах изменять частоту f_0 относительно ее среднего значения. Обычно это изменение в одних измерительных генераторах лежит в пределах ± 100 Гц, а в других ± 80 Гц. Это абсолютное изменение частоты f_0 изменяет на такую же величину значение выходной частоты и приводит к тому, что перестройкой данного конденсатора можно изменить выходную частоту на заранее заданную величину в любой точке диапазона. Ручка регулятора этого конденсатора выведена на переднюю панель прибора и снабжена надписью "Настраивка". На оси ротора конденсатора находится шкала, проградуированная в пределах ± 100 Гц (иногда ± 80 Гц).

При разработке и конструировании высокочастотных генераторов на биенях возникает целый ряд вопросов, на рассмотрении которых следует остановиться несколько подробнее.

3.2. Об устойчивости низкой частоты

Низкая частота является разностной частотой между двумя колебаниями высокой частоты, т.е.

$$F = f_0 - f_1 \quad (3.1)$$

Очевидно, нестабильность низкой частоты будет определяться нестабильностью частот генераторов высокой частоты

$$\delta F = \frac{\Delta f_0 - \Delta f_1}{f_0 - f_1} = \frac{\delta \epsilon_0 f_0 - \delta \epsilon_1 f_1}{F} \quad (3.2)$$

Из (3.2) видно, что на минимальной разностной частоте $f_{\text{мин}}$ неустойчивость $\delta_{\text{н}}$ получается максимальной, так как малые относительные изменения частот отдельных генераторов вызывают большое изменение разностной частоты.

Для повышения стабильности разностной частоты необходима высокая стабильность частоты отдельных генераторов f_0 и f_1 при изменении температуры и колебаниях питающих напряжений. Для этого выбирают контуры с высокой добротностью и с высокой стабильностью, применяют слабую связь контура с генераторной лампой или коллекторной цепью транзистора. Крайне необходимо, чтобы электрические, механические и температурные неустойчивости обоих генераторов были одинаковыми.

Таким образом, в измерительном генераторе на биевых изменяемых частотах отдельных генераторов должны быть малы и, что особенно важно, одинаковы. Особенно важно предотвращение различного нагрева высокочастотных генераторов. Для этого сильно нагревающиеся блоки прибора следует располагать вдали от задающих генераторов, например, используя этажерочную конструкцию; выходные каскады и выпрямительную часть прибора, наиболее сильно разогревающиеся, помещают в верхней части прибора, а задающие генераторы располагают внизу. Но, несмотря на принятые меры, абсолютные уходы частот генераторов в процессе работы оказываются несколько различными. Из-за этого высокочастотные генераторы расстраиваются относительно друг друга, что приводит к нарушению градуировки измерительного генератора по низкой частоте.

Проверку и восстановление градуировки производят при подготовке измерительного генератора к работе (после предварительного прогрева) и периодически в процессе работы с ним. Для этого главную шкалу и шкалу расстройки измерительного генератора устанавливают на дулевке значения низкой частоты и производят уравнивание частот высокочастотных генераторов путем изменения емкости подстроечного конденсатора в контуре генератора с частотой f_0 . Как отмечалось уже, ручка этого подстроечного конденсатора выведена на переднюю панель измерительного генератора и снабжена надписью "Установка нуля". Процесс уравнивания частот генераторов контролируют по биевкам, которые наблюдают на индикаторном приборе вольтметра или на электронном индикаторе типа БЭИ, включенном на выходе усилителя низкой частоты. По мере сближения частот генераторов частота биевды уменьшается, что наблюдается по замедлению колебаний стрелки

вольтметра или затененного сектора в электронном индикаторе. Момент равенства частот характеризуется нулевыми биевками — отрезки вольтметра прекращают колебаться и затененный сектор электронного индикатора становится максимальным.

В некоторых измерительных генераторах на биевых градуировку шкалы можно проверить и в точке 50 Гц, сравнивая частоту выходного сигнала с частотой питающей сети. Методика проверки на частоте 50 Цц аналогична, но индикатором нулевых биевды служит электронный индикатор БЭИ.

3.3. О форме колебаний низкой частоты

Получение хорошей формы колебаний низкой частоты в измерительном генераторе на биевых представляет собой сложную задачу, так как форма колебаний звуковой частоты зависит от многих факторов. Кратко остановимся на основных из них:

1. Генераторы высокой частоты должны генерировать колебания с малым искажением синусоидальной формы. Разностная частота, попадающая в диапазон звуковых частот, на выходе смесителя может быть получена из следующей комбинации частот:

$$F' = n f_0 - m f_1 \quad (3.3)$$

Полезный сигнал разностной (звуковой) частоты образуется при $n = m = 1$: $F = f_0 - f_1$. При наличии гармоник высокочастотных генераторов на выходе смесителя также может получиться сигнал разностной частоты, попадающий в диапазон звуковых частот:

$$F' = n(f_0 - f_1) = n F \quad (3.4)$$

Эти разностные частоты искажают полезный сигнал и увеличивают нежелательные искажения на выходе низкочастотного генератора. Для уменьшения таких искажений необходимо уменьшить амплитуды гармоник высокочастотных генераторов на входе смесителя. Для этого каждый задающий генератор и смеситель ставят усилителем с резонансной нагрузкой, обеспечивающей хорошую фильтрацию гармоник на выходе генератора.

2. Усилитель высокой частоты должен работать в линейном режиме и не вносить дополнительных искажений.

3. На низких звуковых частотах на форму кривой сильно влияют искажающий связь между высокочастотными генераторами, вызывающая их взаимную синхронизацию.

4. В настоящее время в качестве нелинейных элементов в смесителях применяют полупроводниковые диоды. Особенностью работы смесителя является то, что одно из напряжений, подводимых к смесителю, должно быть достаточно большим — несколько вольт. При подаче такого напряжения диод смесителя будет работать практически в ключевом режиме. При этом обеспечивается высокое значение крутизны преобразования и отсутствует ее зависимость от изменений амплитуды переключаемого сигнала, так как не нарушается ключевой режим работы диодов. Если в качестве такого сигнала использовать напряжение генератора переменной частоты, которое, несмотря на принятые меры, все же будет несколько изменяться по диапазону частот, то это изменение в ключевом режиме работы смесительных диодов не будет сказываться на величине крутизны преобразования и, как следствие, на величине высокочастотного сигнала на выходе измерительного генератора.

Напряжения генератора постоянной частоты, подводимое к смесителю, весьма мало и составляет десятки доли вольта.

Такой режим работы смесителя позволяет получить так называемое "линейное" преобразование, при котором напряжение комбинационных частот (разностной и суммарной) на выходе смесителя будет прямо пропорционально малому сигналу высокой частоты и в известных пределах не будет зависеть от изменения амплитуды большого сигнала.

Применение различных схем смесителей позволяет подавить на выходе смесителя различные комбинационные составляющие, которые могут иметь значительную амплитуду и от которых в дальнейшем нужно будет освободиться.

Например, применение балансных смесителей, где одно напряжение на смеситель подается синфазно, а другое — противофазно, позволяет исключить на выходе смесителя все нечетные гармонические составляющие частоты того генератора, напряжение которого подается синфазно. Очевидно, что на балансной смеситель синфазно подается напряжение большого сигнала. При использовании кольцевого смесителя на его выходе отсутствуют нечетные гармонические составляющие (в том числе и основные частоты) обоих высокочастотных генераторов. Практически на выходе кольцевого смесителя будут присутствовать лишь разностная и суммарная комбинационные составляющие. Как правило, выход смесителя делается симметричным.

5. После смесителя, на выходе которого присутствуют различные комбинационные составляющие, в том числе и высокочастотные, обязательно должен стоять фильтр нижних частот, пропускающий только разностные частоты звукового диапазона. Подавление в смесителе и в фильтре нижних частот высокочастотных составляющих необходимо потому, что они, попадая на вход усилителя низкой частоты в явном значительную величину, будут перегружать вход усилителя и переводить его в режим ложечного усиления. В таком режиме на выходе усилителя будут возникать комбинационные частоты, в том числе и низкочастотные, которые будут проявляться в виде "свистов" на выходе измерительных генераторов. Частота такого "свиста" меняется очень быстро даже при незначительной перестройке одного из генераторов, так как в образовании такой частоты участвуют гармоники высоких номеров (например, 10-я гармоника основной частоты и 11-я гармоника переменной частоты). Фильтр нижних частот представляет собой симметричный двухзвенный фильтр, образованный индуктивностями и емкостями. Это позволяет получить круглой спад амплитудно-частотной характеристики. Фильтр тщательно экранируется.

6. Усилитель низкой частоты, отходящий на выходе фильтра нижних частот, собран по двухтактной схеме и охватывается глубокой отрицательной обратной связью. Это позволяет уменьшить величину нелинейных искажений, создаваемых самим усилителем. Все эти меры, предпринятые для получения хорошей формы выходного напряжения измерительного генератора, позволяют снизить коэффициент нелинейных искажений в середине рабочего диапазона лишь до 0,5...1%, а на краях диапазона эта величина возрастает.

3.4. О стабильности выходного напряжения

Так как выходное напряжение зависит от многих факторов (напряжений высокочастотных генераторов, коэффициентов усиления буферных усилителей, крутизны преобразования смесителя, коэффициента усиления усилителя низкой частоты, питающих напряжений и т.д.), которые во время работы для при регулировке низкой частоты могут изменяться, то в измерительном генераторе принимаются меры по обеспечению стабильности работы отдельных его узлов. Например, высокочастотные генераторы и буферные каскады усилителя питаются от стабилизированных источников питания; АЧХ буферных каскадов во всем диапазоне рабочих частот обеспечивается равномерной и должна иметь постоянный коэффициент передачи; диоды кольцевого смесителя работают в ключе-

вом режиме; усилитель низкой частоты оканчивает глубокой отрицательной обратной связью и т.д.

Все эти меры приводят к увеличению стабильности выходного напряжения измерительного генератора во всем диапазоне низких частот. Если же эти меры недостаточны, то в измерительный генератор вводится автоматическая регулировка выходного напряжения, аналогичная схематической регулировки усиления (АРУ) в радиоприемных устройствах.

В итоге рассмотрения низкочастотных генераторов на биевых можно отметить, что они обладают следующими преимуществами по сравнению с другими типами низкочастотных генераторов: легкостью перекрытия всего диапазона звуковых частот, возможность "точной" расстройки в любой точке рабочего диапазона, постоянством выходного напряжения при изменении частоты сигнала. Высокие значения других параметров - хорошая форма выходного напряжения, стабильность частоты - достигаются значительным усложнением схемы, в чем генератор на биевых значительно уступает LC-генераторам.

3.5. Низкочастотный генератор типа ГЗ-18

В качестве примера измерительного генератора на биевых можно привести генератор типа ГЗ-18 (диа. 3.1).

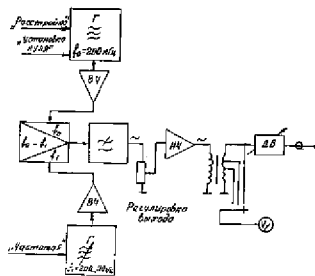


Рис. 3.1

Кратко остановимся на технических данных этого прибора:

1. Диапазон рабочих частот заключен от 20 Гц до 20 кГц. Этот диапазон перекрывается одним конденсатором переменной емкости, внешним шкалу, проградуированную непосредственно по частоте. Характер шкалы: линейный от 20 до 100 Гц и логарифмический от 100 Гц до 20 кГц. В приборе имеется дополнительный переменный конденсатор, называемый "Расстройкой", позволяющий производить дополнительные плавные изменения частоты в пределах ± 50 Гц в любой точке диапазона. Погрешность градуировки шкалы ± 2 Гц.
2. Уход частоты составляет (после 20-минутного прогрева) не более 5 Гц за первый час работы и 2 Гц в течение каждого следующего часа.
3. Номинальная выходная мощность, отдаваемая генератором, равна 1 Вт, максимальная мощность - не менее 2 Вт.
4. Коэффициент нелинейных искажений составляет (при выходной мощности 1,0 Вт) около 0,5...1% (при различных частотах).
5. Выходное напряжение может регулироваться плавно в ступенчатом от максимальной величины 30 В до нескольких милливольт.

4. ИНФРАНИЗКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Инфранизкочастотные измерительные генераторы служат для создания гармонических электрических колебаний с частотой ниже звукового диапазона, т.е. ниже 20 Гц. Самая низкая частота, создаваемая в таких генераторах, составляет 0,001...0,01 Гц, а верхний захватывает звуковой, а иногда и ультразвуковой диапазон частот.

Инфранизкочастотные измерительные генераторы используются для исследования, настройки и регулирования различной аппаратуры, работающей в этом диапазоне частот, например аналоговых вычислительных устройств, систем автоматического регулирования, моделирующей аппаратуры для анализа частоты дыхания и пульса, геофизической аппаратуры для регистрации инфранизкочастотных колебаний, распространяющихся в водной среде, и др.

Измерительные генераторы инфранизкочастотного диапазона обычно строят по схеме прямого генерирования выходной частоты, изображенной на рис. 1.1.

Задающий генератор, как правило, представляет собой схему электронной модели гармонического процесса без затухания, скомпенсированного линейным дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0, \quad (4.1)$$

где ω_0 — частота собственных колебаний системы.

Как известно [1], решением данного дифференциального уравнения является уравнение гармонических колебаний с частотой ω_0 и постоянной амплитудой, определяемой начальными условиями:

$$x = A \sin(\omega_0 t + \varphi). \quad (4.2)$$

Для решения дифференциального уравнения (4.1) электронная модель должна представлять собой линейный интегратор второго порядка или соединение двух интеграторов первого порядка, что удобнее в практической реализации.

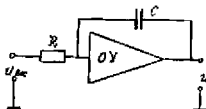


Рис. 4.1

Схема такого интегратора представлена на рис. 4.1.

В такой схеме напряжения $U_{вых}$ и $U_{вх}$ связаны следующей зависимостью (при $K \gg 1$) [2]:

$$\frac{dU_{вых}}{dt} = -\frac{1}{RC} U_{вх}. \quad (4.3)$$

Дифференциальное уравнение второго порядка (4.1) представим в виде системы двух дифференциальных уравнений первого порядка

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= -\xi_1 y; \\ \frac{dy}{dt} &= -(\xi_2 x). \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

Из (4.4) следует, что электронная модель гармонического процесса должна содержать не только два интегратора, но и один инвертор, обладающий коэффициентом передачи -1 . В первом интегрирующем звене входная величина равна y , выходная x , коэффициент передачи $-\xi_1$; во втором интегрирующем звене на входе действует величина $-x$, на выходе y , коэффициент передачи этого звена $\xi_2 = \omega_0^2 / \xi_1$.

Схема инвертирующего каскада также выполняется на ОУ, как и интегратор, но в цепи обратной связи включен резистор (рис. 4.2). Для такой схемы (при $K \gg 1$) [2]

$$U_{вых} = -\frac{R_2}{R_1} U_{вх}, \quad (4.5)$$

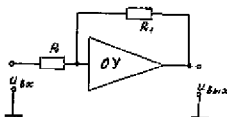


Рис. 4.2

при $R = R_2$, $U_{вых} = -U_{вх}$.

Схема электронной модели для решения системы дифференциальных уравнений (4.4) приведена на рис. 4.3.

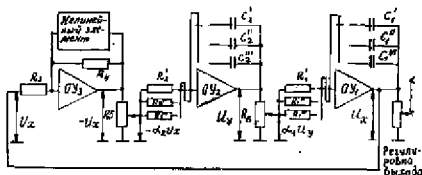


Рис. 4.3

Как видно из схемы, на вход первого интегратора, расположенного справа, подается лишь часть напряжения u_y . Коэффициент α_1 показывает, какая часть этого напряжения снимается с потенциометра R_5 . Аналогично на второй интегратор с потенциометра R_4 снимается лишь часть напряжения $-u_x$, что характеризуется коэффициентом α_2 .

Таким образом, для первого интегратора дифференциальное уравнение запишем в виде

$$\frac{du_x}{dt} = -\frac{\alpha_1}{R_1 C_1} u_y; \quad (4.6)$$

аналогично для второго интегратора

$$\frac{du_y}{dt} = \frac{\alpha_2}{R_2 C_2} u_x. \quad (4.7)$$

Подставив (4.6) в (4.7), получим следующее дифференциальное уравнение второго порядка для выходного напряжения рассматриваемой электронной модели:

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} u_x = 0. \quad (4.8)$$

Как отмечалось выше, решением этого дифференциального уравнения является уравнение гармонического колебания с частотой ω_0 :

$$u_x = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4.9)$$

Из (4.9) следует, что частота гармонических колебаний определяется как параметрами интеграторов, т.е. их постоянными времени $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$, так и положением движков потенциометров R_1 и R_2 , т.е. коэффициентами α_1 и α_2 . Обычно выполняются условия

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha; \quad R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C, \quad \text{при этом} \quad (4.10)$$

$$\omega_0 = \frac{\alpha}{RC}.$$

Это условие показывает, что плану регулярному следует обеспечивать изменением величины α . В этом случае получается линейная шкала по частоте при применении потенциометров R_1 и R_2 с линейным законом изменения сопротивления. Но слишком малые величины α нельзя использовать, так как при этом величина сигнала, снимаемого с потенциометров R_1 и R_2 , становится слишком малой и уменьшается стабильность и форма генерируемых колебаний. Обычно в измерительных генераторах величина планового перекрытия выбирается равной 10.

Ступенчатое изменение частоты при переходе с одного поддиапазона на другой достигается переключением величин конденсаторов C и резисторов R в цепях интеграторов.

Электронная модель, изображенная на рис. 4.3, образована линейными каскадами в элементах. Поэтому в принципе в этой схеме генерируются гармонические колебания с медленно нарастающей амплитудой, так как в любом автогенераторе колебания начинаются с бесконечно малых величин. Для ограничения амплитуды колебаний и обеспечения стабильности амплитуды в цепь обратной связи инвертирующего каскада вводится нелинейный элемент — двусторонний диодный ограничитель, включенный параллельно R_4 . При увеличении амплитуды

диодные элементы сильнее ограничены начинают отрываться диоды ограничителя, при этом уменьшается общее сопротивление обратной связи инвертора и его коэффициент передачи, поэтому величина выходной передается с меньшим коэффициентом передачи. Рост амплитуды колебаний прекращается, и в автогенераторе устанавливается постоянная амплитуда генерации.

Возникающие на выходе инвертирующего каскада, где происходит ограничение, нелинейные искажения невелики. Поскольку этот искаженный сигнал, проходя через два интегратора, улучшает свою форму, это объясняется следующим образом. Допустим, что на выходе интегратора действует ряд гармонических составляющих и

$$u_{in} = \sum_{n=1}^{\infty} U_{n\omega} \sin(n\omega_0 t + \varphi_n).$$

Напряжение на выходе интегратора

$$u_{out} = \frac{t}{RC} \int u_{in} dt = \frac{t}{2\pi i n C R} \sum_{n=1}^{\infty} U_{n\omega} \cos(n\omega_0 t + \varphi_n).$$

будет представлять тот же ряд гармонических составляющих, но их амплитуды будут уменьшены по сравнению с амплитудой основного колебания в n раз, где n — номер гармоники. При двустороннем ограничении возникает только нечетные гармоники, и поэтому наибольшее искажение формы определится третьей гармоникой, которая, пройдя через два интегратора, будет уменьшена в 9 раз. Поэтому в таких генераторах легко обеспечиваются коэффициенты гармоник выходного напряжения не более 0,5...1,5%. Следует отметить, что при прохождении гармонического сигнала через интегратор, выполненный на U_1 , происходит уменьшение фазы этого колебания на $\pi/2$. Таким образом, в схеме электронной модели уже осуществит три напряжения, складывающиеся друг относительно друга. Если выходные напряжения генератора $u_1 = u_2 = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi)$, то напряжения на выходе второго интегратора

$$u_3 = u_4 = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \frac{\pi}{2}),$$

а напряжения на выходе инвертирующего каскада $u_5 = -u_2 = -U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \pi)$. Если напряжение u_4 с выхода второго интегратора подать на дополнительный инвертирующий каскад, то на выходе его получат напряжение u_6 , складывающиеся относительно выходного на $J/2$ т:

$$u_7 = -u_2 = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \frac{\pi}{2}).$$

Эти четыре напряжения выносятся в измерительном генераторе на дополнительные выходы и могут быть использованы для получения четырехфазного напряжения при проведении ряда измерений.

Кроме задающего генератора, в инфранизкочастотный измерительный генератор входят: выходной усилитель для получения необходимой выходной мощности, аттенуатор с ослаблением до 110 дБ и электронный вольтметр для контроля выходного напряжения. Выходное сопротивление измерительного генератора постоянно и равно 600 Ом.

Технические данные измерительного генератора специальной формы Г6-26, заменяемого собой измерительный генератор ГЗ-39, в режиме гармонического сигнала:

диапазон частот	$f = 0,001 \dots 10000 \text{ Гц}$
основная погрешность установки частоты	$\delta_f = 2\%$
пределы выходного напряжения	$U_{\text{вых}} = 10^{-3} \dots 1 \text{ В}$
фазы выходного сигнала	$0, 90^\circ, 180^\circ \text{ и } 270^\circ$
погрешность установки опорного уровня (на входе аттенуатора)	$\pm (2,5 \dots 3)\%$
уровень гармоник в выходном сигнале	$\leq 5\%$

ЛИТЕРАТУРА

1. Г о д о р о в с к и й К.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Советское радио, 1971.
2. М и р с к и й Г.Я. Радиозлектронике измерения. - М.: Энергия, 1975.
3. К у ш н и р Ф.В., С а в е н к о В.Г. Электрорадиоизмерения. - М.: Энергия, 1975.
4. Н а с о в а В.С. Справочник по радиоизмерительным приборам. Т. 2. - М.: Советское радио, 1977.
5. С а х о в З.О. Теория и расчет измерительных RC-систем. - М.: Госэнергоиздат, 1954.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Измерительные RC-генераторы	6
1.1. Задающий RC-генератор	6
1.2. О регулировке частоты генератора	11
1.3. О стабильности частоты генератора	15
1.4. О стабильности выходного напряжения	18
1.5. О нелинейных искажениях в RC-генераторе ...	20
1.6. Низкочастотный измерительный генератор ГЗ-102	21
2. Измерительные генераторы LC-типа	21
3. Измерительный генератор высокой частоты на биевых	22
3.1. Принцип работы измерительного генератора на	22
3.2. О стабильности низкой частоты	23
3.3. О форме колебаний низкой частоты	25
3.4. О стабильности выходного напряжения	27
3.5. Низкочастотный измерительный генератор ГЗ-18	28
4. Инфранизкочастотные измерительные генераторы	29
Литература	31

Николай Алексеевич Гиллаев

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Редактор Л.М. Корзунова
 Техн. редактор И.П. Барановская
 Л - 86671 от 21.10.81
 Формат 60x90 1/16. Бумага типогр. № 2.
 Уч. л. 2,25; уч.-изд. л. 2,0. Тираж 500
 Зак. 494/341. Цена 15 коп.
 Редактура ИИИ
 125871, Москва, Волоколамское шоссе, 4