

МИНИСТЕРСТВО
ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

МОСКОВСКИЙ
ОРДЕНА ЛЕНИНА И ОРДЕНА ОКТЯБРЬСКОЙ РЕВОЛЮЦИИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ имени СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

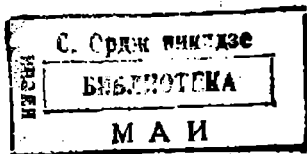
Н.А. МИЛЯЕВ

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ
по курсу
"ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА"

Для дневной и вечерней форм обучения

Утверждено
на заседании редсовета
26 июня 1980 г.



МОСКВА 1981

Рассматривается работа лабораторных низкочастотных генераторов гармонических колебаний RC-типа, на биедиях, LC-типа и инфразвуковых колебаний. Анализируются источники погрешностей выходных параметров лабораторных измерительных генераторов. Рассматриваются блок-схемы приборов.

© Московский авиационный институт, 1981 г.

621.317(075)

М 609

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

Измерительный генератор сигналов представляет собой экранированный 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 видеопульсов прямоугольной формы;

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

Г8 - генераторы качающейся частоты (свип-генераторы) - источники гармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полосы 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

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

Выходной сигнал измерительного низкочастотного генератора известен по своим основным параметрам: по частоте, амплитуде и искажению формы 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 индексо класса точности принимается значение основной погрешности установки частоты и опорного уровня выходного напряжения, выраженной в процентах. Установлено шесть классов по точности отчета частоты: $F_{0,1}, F_{0,5}, F_1, F_{1,5}, F_2$ и F_3 и пять классов по точности отчета 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%.

~~Искажение гармонического сигнала характеризуется коэффициентом гармоник. Выпускаемые измерительные генераторы имеют коэффициент гармоник 0,3; 0,5 и 1%, а особо высококачественные - 0,05 ... 0,015%. Упомянутый ГОСТ 10501-74 устанавливает величины остальных параметров измерительного генератора: нестабильность частоты, коэффициент гармоник, погрешность ослабления аттенватора, 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. Некоторое перекрытие концов поддиапазонов обеспечивает непрерывность регулировки во всем диапазоне.

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

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

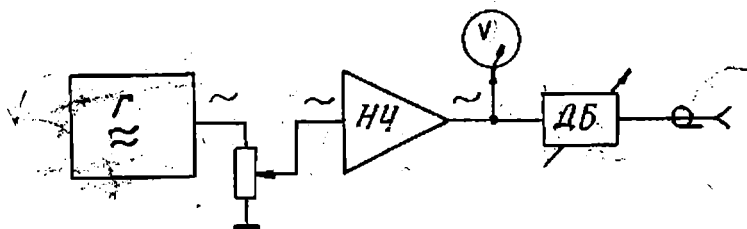


Рис. 1.1

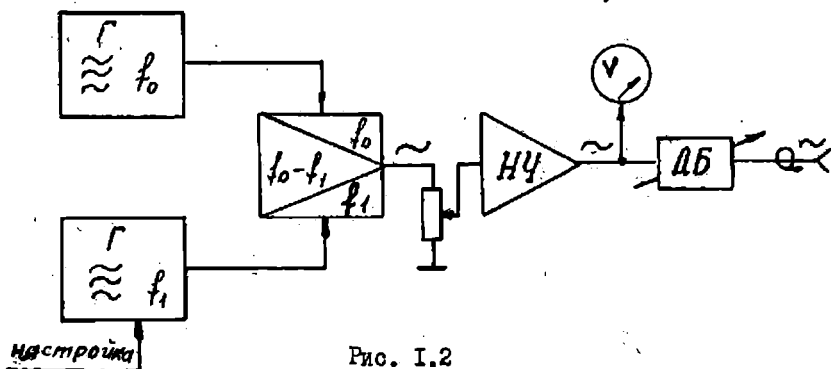


Рис. 1.2

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

I. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ RC-ГЕНЕРАТОРЫ

В настоящее время наиболее распространенным типом измерительных низкочастотных 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, аттенюаторы и блок питания.

Рассмотрение измерительного RC-генератора начнем 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, составленный 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.

При определенных условиях в данной системе могут возникнуть и установиться 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]

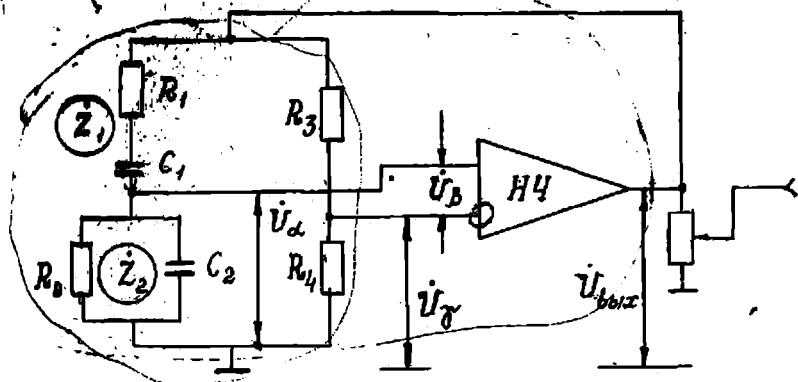


Рис. 1.3

или

$$K_0 \beta > 1 \quad (1.1)$$

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

где K_0 и φ_k — модуль и аргумент коэффициента усиления; β и φ_p — 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

$$K_0 \beta = 1; \quad (1.2)$$

условие баланса фаз

$$\varphi_k + \varphi_p = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (1.3)$$

Если 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, обладающем равномерной АЧХ во всем рабочем диапазоне РС-генератора, этот фазовый сдвиг будет равен 2π и коэффициент усиления является вещественной величиной. Лишь на краях АЧХ, где коэффициент усиления начинает заметно изменяться, величина φ_k будет отличаться от 2π . Поэтому в рабочем диапазоне частот коэффи-

пент обратной связи β также должен явиться 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 ООС:

$$\beta = \alpha - \gamma, \quad (I.4)$$

где

$$\alpha = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \text{коэффициент передачи цепи ПОС}; \quad (I.5)$$

$$\gamma = \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \text{коэффициент передачи цепи ООС}. \quad (I.6)$$

Так как величина γ является вещественной величиной, то определим условия, при которых величина α станет также вещественной:

$$\alpha = \alpha \cdot e^{j\varphi_\alpha} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1 \cdot Y_2} = \frac{1}{1 + \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \left(\frac{1}{R_2 + j\omega C_2}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}. \quad (I.7)$$

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

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (I.8)$$

Из (I.7) и (I.8) следует, что баланс фаз в задающем 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 , определяемой параметрами цепи ПОС, то эта цепь получила название фазирующей цепи.

Очевидно, что изменением величин элементов, образующих цепь ПОС, можно изменять частоту гармонических колебаний (подробнее об этом смотри ниже).

Теперь рассмотрим уравнение баланса амплитуд (I.2) на частоте ω_0

$$K_0 \beta_0 = K_0 (\alpha_0 - \gamma) \gg 1, \quad (I.9)$$

где $\alpha_0 = \frac{1}{1 + (R_1/R_2) + (C_2/C_1)} = \frac{1}{1 + m + n}$ - 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 $m = n = 1$, и тогда $\alpha_0 = \frac{1}{3}$. При включении источников питания в задающем генераторе происходит процесс возбуждения и нарастания 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 (или 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 должно ограничиваться нарастание 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 функцию 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 косинусоидального импульса и далека 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 неприменим. Это связано с тем, что фильтрующее действие цепи ПОС весьма мало и возникающие на выходе усилителя высшие 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 заданных RC -генераторах обеспечивают работу усилителя в строго линейном режиме, который определяется очень малыми искажениями.

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

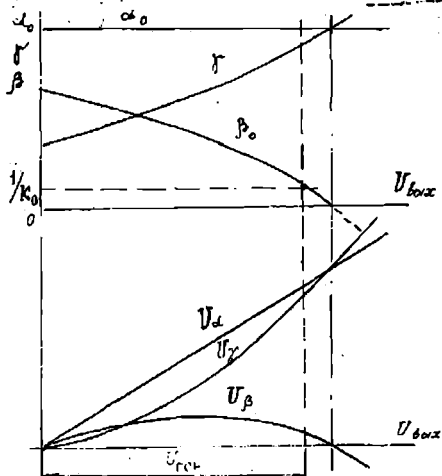
Этим противоречивым требованиям удовлетворяет цепь ООС, включающая себя терморезистор: термистор или барретор. Термистор

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

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

Таким образом, для быстропеременных процессов — для колебаний звуковой и ультразвуковых частот — терморезистор 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 $\beta_0 = \alpha_0 - \gamma$ за счет увеличения коэффициента γ . Так как $\gamma = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$, то барретор, обладающий положительным ТКС, необходимо включить вместо резистора R_4 , а на место R_3 нужно включить обычный резистор. Если же используется термистор — терморезистор



с отрицательным ТРС, то его нужно включить на место R_3 , а на место R_4 - обычный резистор.

На рис. I.4 показаны характерные зависимости коэффициентов α_0 , γ , β_0 и напряжений U_α , U_γ и U_β 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_T - несколько сотен килоом, что во много раз больше сопротивления резистора R_4 . Поэтому в начальный период возбуждения коэффициент ООС γ очень мал, и это облегчает возбуждение колебаний и обеспечивает высокую скорость их нарастания.

I.2. О регулировке частоты генератора

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

$$\alpha_0 = \frac{1}{1+m+n} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (I.10)$$

Изменение коэффициента α_0 приведет к изменению величины 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 нежелательно.

А это означает, что при изменении частоты ω_0 нужно одновременно и одинаково изменять величины резисторов R_1 и R_2 , обеспечивая $m = const$, или емкостей C_1 и C_2 , обеспечивая $n = const$. На рис. I.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 двоянный блок переменных конденсаторов, а во втором - двоянный блок переменных резисторов.

В дальнейшем ограничимся условиями, часто используемыми на практике: $R_1 = R_2 = R$, т.е. $m = 1$, и $C_1 = C_2 = C$, т.е. $n = 1$. В этом случае

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{RC}} \quad (I.11)$$

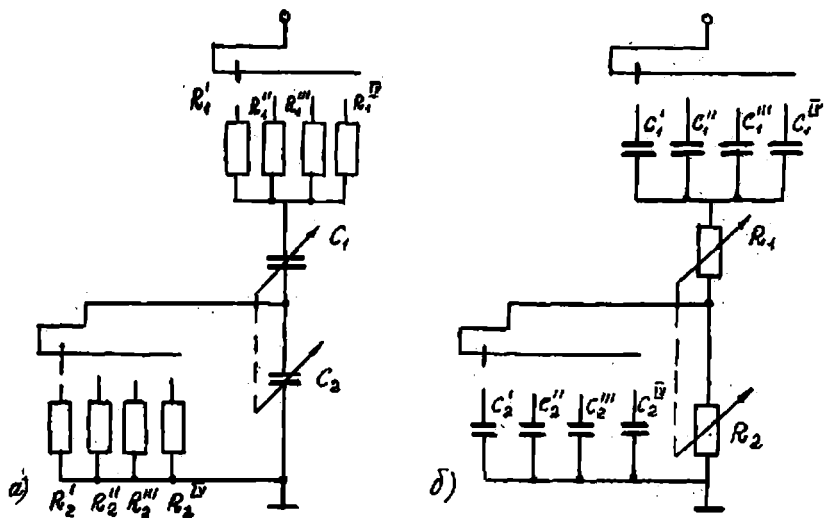


Рис. 1.5

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

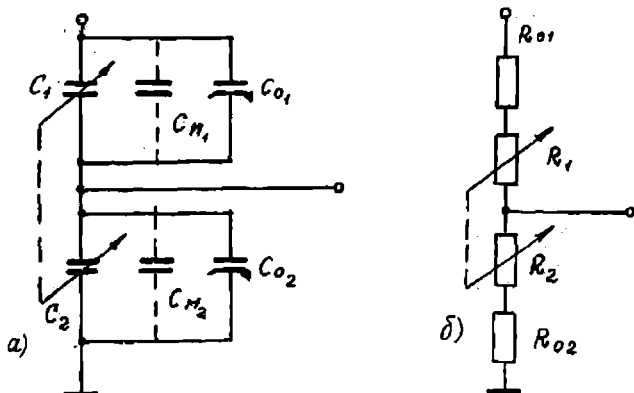


Рис. 1.6

Очевидно, при $C_1 = C_2$ нужно обеспечивать $C_{M1} + C_{O1} = C_{M2} + C_{O2} = C_0$.
 Коэффициент перекрытия по емкости N :

$$\frac{C_{\text{макс}} + C_0}{C_{\text{мин}} + C_0} = N,$$

отсюда можно определить величину C_0 :

$$C_0 = \frac{C_{\text{макс}} - N C_{\text{мин}}}{N - 1}.$$

В нашем случае, когда $C_{\text{макс}} = 1000$ пФ; $C_{\text{мин}} = 28$ 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 изменяется 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 поддиапазона 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 поддиапазона 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 поддиапазона 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 поддиапазона.

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

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

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

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 $R_{\text{вх}} \approx 10^9$ Ом. До последнего времени эта задача решалась применением ламповых усилителей.

В малогабаритных измерительных РС-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 выполняют проволочными со специальным профилем намотки (для обеспечения определенного закона градуировки шкалы по частоте). Эти проволочные потенциометры, включаемые релостатами, 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, $N = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = 10$) последовательно с ним нужно включить добавочное сопротивление, выбираемое из расчета

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

откуда

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

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

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.

Переключение поддиапазонов частот в этом варианте производится изменением величины постоянных конденсаторов C_1 и C_2 .

На первом поддиапазоне

$$C_{1,2} = \frac{1}{2\pi f_{1 \text{ мин}} (R_{1,2 \text{ макс}} + R_{\text{доб}})} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 18,35 \cdot 10^3} = 4,34 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} = 0,434 \text{ мкФ};$$

на втором поддиапазоне $C_{1,2} = 0,0434 \text{ мкФ} = 43,400 \text{ пФ}$; на третьем — 4340 пФ, а на четвертом — 434 пФ.

Следует отметить, что при использовании проволочных 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 проволочного потенциометра, что приводит к нарушению фазового баланса.

1.3. 0 стабильности частоты генерации

Выше было показано, что из уравнения фазового баланса

$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$ при работе усилителя задающего RC-генератора на средних частотах, где $\varphi_K = 2\pi$, частота генерации находится из условия $\varphi_\beta = 0$.

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 "края" АЧХ усилителя, то необходимо учитывать дополнительный фазовый сдвиг, возникающий в усилителе. Уравнение фазового баланса в этом случае запишем, опуская четное число π , как

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

Это приводит к тому, что в задающем генераторе для выполнения фазового баланса должен возникнуть в цепи обратной связи дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi_\beta$, 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 приведет 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 $\Delta\varphi_K = -\Delta\varphi_\beta = S_{\varphi_\beta} \Delta\omega = S_{\varphi_\beta} (\omega_r - \omega_0)$, где $S_{\varphi_\beta} = \frac{\partial\varphi_\beta}{\partial\omega_r}$ — крутизна фазовой характеристики цепи обратной связи. Отсюда найдем

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

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_β цепи обратной связи для частного случая, когда $R_1 = R_2 = R$ и $m = 1$; $C_1 = C_2 = C$ и $n = 1$;
 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$; $\alpha_\alpha = \frac{1}{3}$.

Используя (I.7), запишем

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \beta \cdot e^{j\varphi_{\beta}} = \alpha - \gamma = \frac{\alpha_0}{1 + j\alpha_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} - \gamma = \frac{\alpha_0}{1 + j\alpha_0 a} - \gamma = \frac{\alpha_0(1 - j\alpha_0 a)}{1 + \alpha_0^2 a^2} - \gamma = \\ &= \frac{\sqrt{[\alpha_0 - \gamma(1 + \alpha_0^2 a^2)]^2 + \alpha_0^4 a^2}}{1 + \alpha_0^2 a^2} e^{-j \arctg \frac{\alpha_0^2 a}{\alpha_0 - \gamma(1 + \alpha_0^2 a^2)}}, \end{aligned}$$

где относительная расстройка 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,

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

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

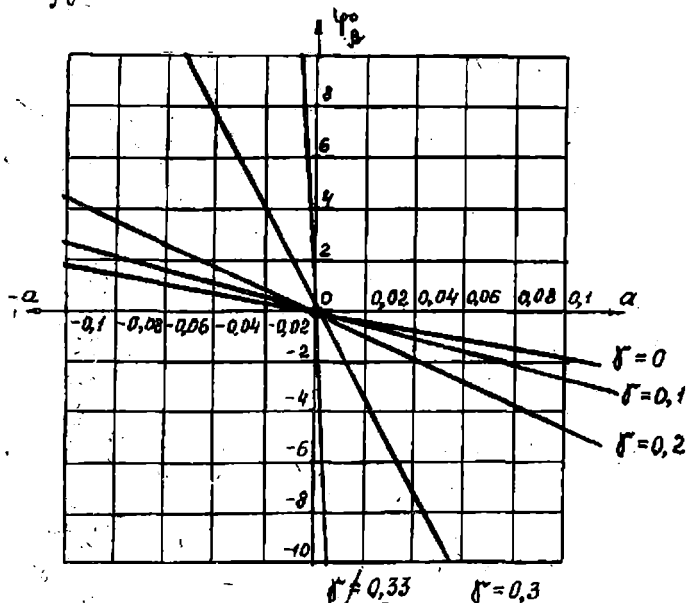


Рис. I.7

В области малых расстройек, когда $a < 1$, а $\alpha_0^2 a^2 \ll 1$, можно записать, что

$$a = \frac{(\omega_r - \omega_0)(\omega_r + \omega_0)}{\omega_0 \omega_r} \approx \frac{2(\omega_r - \omega_0)}{\omega_0} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

и

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

Отсюда найдем выражение для крутизны ФЧХ цепи обратной связи вблизи ω_0

$$S_{\varphi_\beta} = \left. \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \omega_r} \right|_{\omega_r = \omega_0} = -\frac{2\alpha_0^2}{\omega_0 \beta_0} = -\frac{2\alpha_0^2 K_0}{\omega_0}. \quad (I.17)$$

Теперь запишем выражение для частоты генерации

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

Из (I.18) следует, что нестабильность частоты генерации ω_r , в первую очередь, определяется нестабильностью параметров цепи ЦОС, т.е. изменением величин R_1 , R_2 , C_1 и C_2 при воздействии дестабилизирующих факторов, и, во вторую очередь (при достаточно глубокой ООС), — изменением параметров усилителя K_0 и $\Delta\varphi_K$ при изменении напряжения питания, температуры и других дестабилизирующих факторов. Оценим величины, входящие в (I.18), при $\alpha_0 = 1/3$ и $K_0 = 300$:

$$-\frac{\Delta\varphi_K}{2\alpha_0^2 K_0} = -0,015 \Delta\varphi_K.$$

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 заведомо шире, чем полоса рабочих частот генератора), где $\Delta\varphi_K = \pm\pi/4$, эта величина поправки составляет лишь $\pm 0,012 = \pm 1,2\%$, а ее изменения под действием дестабилизирующих факторов будут еще меньше.

Проведенное рассмотрение показало, что в задаваемом RC-генераторе, где используется усилитель с большим коэффициентом усиления $K_0 \gg 1$, что потребовало введения глубокой ООС, 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 - логарифмируя, дифференцируя и переходя затем к конечным приращениям, получаем:

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

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

$$\delta_{\omega_r} = \frac{1}{2} \sqrt{\delta_{OR_1}^2 + \delta_{OR_2}^2 + \delta_{OC_1}^2 + \delta_{OC_2}^2}.$$

При выборе высокостабильных резисторов и емкостей, обеспечивающих относительную среднеквадратичную погрешность порядка нескольких десятых долей процента, можно обеспечить нестабильность частоты ω_r такого же порядка - десятые доли процента. При учете погрешности шкалы генератора по частоте из-за неизбежных ошибок в нанесении рисок и из-за наличия неизбежных люфтов в верньерных механизмах 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_v цепи ПООС 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 КС-генераторе обеспечивается применением нелинейной ООС, осуществляемой с помощью терморезисторов - барреторов или термисторов. Так как необходимо обеспечить

$$\frac{\partial \gamma}{\partial U_{\text{вых}}} = \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)} \left(\frac{1}{R_4} \frac{\partial R_4}{\partial U_{\text{вых}}} - \frac{1}{R_3} \frac{\partial R_3}{\partial U_{\text{вых}}} \right) > 0,$$

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

Очевидно, что мерами стабилизации выходного напряжения охватывается и выходной усилитель измерительного КС-генератора. В нем также применяется глубокая ООС и различные схемы термокомпенсации и стабилизации рабочего режима транзисторных каскадов усиления.

Рассматривая зависимость изменения $U_{\text{вых}}$ в диапазоне частот, необходимо отметить, что в нижней части частотного диапазона тепловая постоянная терморезистора становится сравнимой с периодом колебаний. При этом цепь ООС реагирует не только на величину амплитуды сигнала, но и на мгновенное значение генерируемого напряжения. При этом стабилизирующие свойства цепи ООС ухудшаются. На верхнем участке частотного диапазона начинают сказываться паразитные емкости монтажа, входа и выхода усилителя. Если перестройка частоты осуществляется проволочным 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 калиброванного напряжения для градуировки и проверки электронных вольтметров, милливольтметров и других измерительных приборов.

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

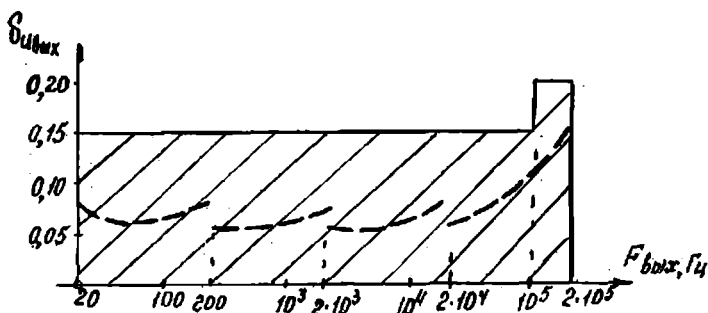


Рис. 1.8

I.5. О нелинейных искажениях в RC-генераторе

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

Искажение сигнала происходит в основном в задающем генераторе, причем коэффициент нелинейных искажений изменяется по частотному диапазону. В нижней части частотного диапазона опять сказывается малая величина тепловой постоянной терморезистора по сравнению с периодом колебания. В некоторых типах RC-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 проволочных потенциометров вызывает изменение величины α , и появление дополнительных фазовых сдвигов, что в итоге приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений.

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

На рис. I.9 показана графическая зависимость коэффициента нелинейных искажений в диапазоне частот для измерительного генератора типа ГЗ-102 [4].

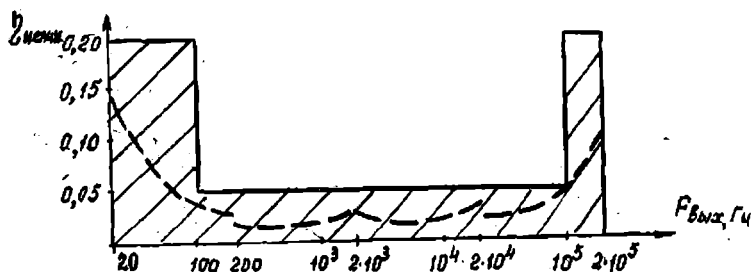


Рис. I.9

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 $F_1 U_2$.

Основные технические характеристики:

диапазон частот	20 Гц...200 кГц
диапазон изменения выходного напряжения на нагрузке	80 мкВ...8 В
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:

(0,2...2) · 10 ³ Гц	при $P_{\text{Вых}} < 500$ мВт	0,02%;
(0,1...20) · 10 ³ Гц	при $P_{\text{Вых}} < 100$ мВт	0,05%;
(20...200) · 10 ³ Гц	при $P_{\text{Вых}} < 100$ мВт	0,1%

питание от сети переменного тока частотой	50 ± 0,5 Гц,
напряжением	220 ± 22 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 выполнять 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 изменить параметры задающего генератора в N^2 раз, т.е. в 10^6 раз:

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

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

Но LC-генераторы широко применяются в качестве измерительных генераторов низкой частоты, выполненных на одну или несколько фиксированных частот. Например, LC-генераторы на частоты 400 и 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 ОБИЕНИЯХ

3.1. Принцип работы измерительного генератора на обинениях

Измерительный генератор низкой частоты на обинениях 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 $f_0 - F_{\text{макс}}$, где $F_{\text{макс}}$ - максимальное значение низкой частоты. Напряжение обоих генераторов подают 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 ставят фильтр нижних частот, с выхода которого напряжение поступает на вход усилителя низкой частоты, а затем через выходное устройство (согласующее устройство и аттенуатор) - на выход измерительного генератора.

При работе измерительного генератора в звуковом диапазоне $F_{\text{макс}}$ составляет 20 кГц (иногда 40 кГц). Значение f_0 выбирают на порядок выше, чем $F_{\text{макс}}$, - например, 200 кГц (для $F_{\text{макс}} = 40$ кГц f_0 составляет 400 кГц). В генераторе переменной частоты f_1 будет изменяться от 200 до 180 кГц (для $F_{\text{макс}} = 40$ кГц $f_1 = 400 \dots 360$ 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 плавное изменение частоты генератора обеспечивается переменным конденсатором, то относительное изменение емкости контура составляет $\delta_{\text{емк}} \approx 2\delta_{\text{емк}} = 20\%$. Такие относительно малые изменения емкости контура легко обеспечиваются и не вызывают никаких технических затруднений, чего нельзя сказать о возможности перестройки частоты в LC- и RC-генераторах. На оси ротора этого переменного конденсатора укреплена

...а, проградуированная в значениях низкой частоты от 0 до $F_{макс}$. Незначительные изменения параметров контура генератора переменной частоты при перестройке приводят 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 задающий контур генератора постоянной частоты f_0 включены два переменных конденсатора небольшой 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 регулировки этого конденсатора выведена на переднюю панель прибора и снабжена надписью "Установка нуля".

Второй переменный конденсатор также позволяет в незначительных пределах изменять частоту f_0 относительно ее среднего значения. Обычно это изменение в одних измерительных генераторах лежит в пределах ± 100 Гц, а в других ± 60 Гц. Это абсолютное изменение частоты f_0 изменяет на такую же величину значение выходной частоты и приводит к тому, что перестройкой данного конденсатора можно изменять выходную частоту на заранее заданную величину в любой точке диапазона. Ручка регулировки этого конденсатора выведена на переднюю панель прибора и снабжена надписью "Расстройка". На оси ротора конденсатора находится шкала, проградуированная в пределах ± 100 Гц (иногда ± 60 Гц).

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

3.2. О стабильности 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

$$\delta_F = \frac{\Delta f_0 - \Delta f_1}{f_0 - f_1} = \frac{\delta_0 f_0 - \delta_1 f_1}{F} \quad (3.2)$$

Из (3.2) видно, что на минимальной разностной частоте $f_{мин}$ нестабильность δ_f 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_i при изменениях 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 электрическая, механическая и температурная нестабильности обоих генераторов были одинаковыми.

Таким образом, в измерительном генераторе на близких изменения частот отдельных генераторов должны быть малыми и, что особенно важно, одинаковыми. 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 нулевые 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 биениям, которые наблюдают на индикаторном приборе вольтметра или на электронном индикаторе типа БЭП, включенном на выходе усилителя низкой частоты. По мере сближения частот генераторов частота биений уменьшается, что наблюдается по замедлению колебаний стрелки

Вольтметра или затененного сектора в электронном индикаторе. Момент разлета частот характеризуется нулевыми биениями - отрезка вольтметра прекращает колебаться и затененный сектор электронного индикатора становится максимальным.

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

3.3. О форме колебаний низкой частоты

Получение хорошей формы колебаний низкой частоты в измерительном генераторе на биениях 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:

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

Эти разностные частоты искажают полезный сигнал и увеличивают нелинейные искажения на выходе низкочастотного генератора. Для уменьшения таких искажений необходимо уменьшить амплитуды гармоник высокочастотных генераторов на входе смесителя. Для этого между задающим генератором и смесителем ставят усилители с резонансной нагрузкой, обеспечивающей хорошую фильтрацию гармоник на выходе генератора.

2. Усилители высокой частоты должны работать в линейном режиме и не вносить дополнительных искажений.

3. На низких звуковых частотах на форму кривой сильное влияние оказывает 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 диоды смесителя будут работать практически в ключевом режиме. При этом обеспечивается высокое значение крутизны преобразования и отсутствует ее зависимость от изменения амплитуды переключающего 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, а, как следствие, на величине низкочастотного сигнала на выходе измерительного генератора.

Напряжение генератора постоянной частоты, подводимое к смесителю, весьма мало и составляет десятые 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 балансный 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 присутствует 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 она, попадая на вход усилителя низкой частоты и имея значительную величину, будут перегружать вход усилителя и переводить его в режим нелинейного 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 крутой спад амплитудно-частотной характеристики. Фильтр тщательно экранируется.

6. Усилитель низкой частоты, стоящий на выходе фильтра нижних частот, собран по двухтактной схеме и охватывается глубокой отрицательной обратной связью. Это позволяет уменьшать 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 или при регулировке низкой частоты могут изменяться, то в измерительном генераторе принимаются меры по повышению 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-

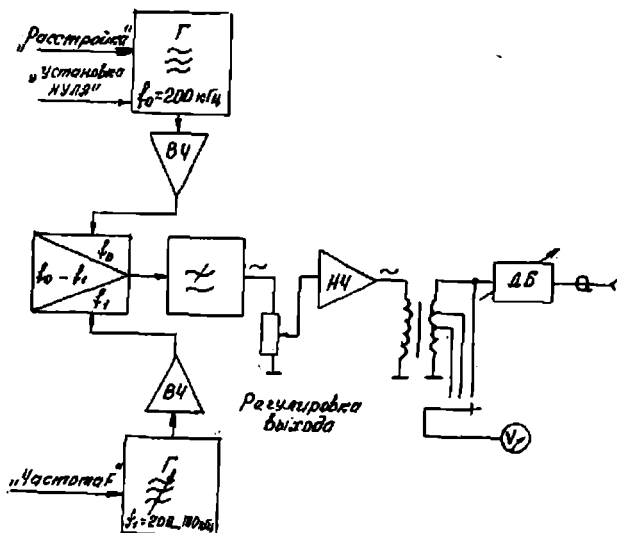
вом режиме; усилитель низкой частоты оснащен глубокой отрицательной обратной связью и т.д.

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 схемам автоматической регулировки усиления (АРУ) в радиоприемных устройствах.

В итоге рассмотрения низкочастотных генераторов на биенях можно отметить, что они обладают следующими преимуществами по сравнению с другими типами низкочастотных генераторов: легкостью перекрытия всего диапазона звуковых частот, возможностью тонкой 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 биенях значительно уступает ЛС-генераторам.

3.5. Низкочастотный генератор типа ГЗ-18

В качестве примера измерительного генератора на биенях можно привести генератор типа ГЗ-18 (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, имеющим шкалу, проградуированную непосредственно по частоте. Характер шкалы: линейный от 20 до 100 Гц и логарифмический от 100 Гц до 20 кГц. В приборе имеется добавочный переменный конденсатор, называемый "Расстройка", позволяющий производить дополнительные плавное изменение частоты в пределах ± 60 Гц в любой точке диапазона. Погрешность градуировки шкалы $\pm 1\%$ ± 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 и ступенями 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 верхняя 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, медицинской 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, описываемого 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.

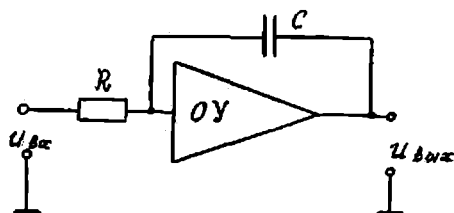


Рис. 4.1

его интегратора представлена на рис. 4.1.

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

$$\frac{d^2 u_{\text{вых}}}{dt^2} = -\frac{1}{RC^2} u_{\text{вх}}. \quad (4.3)$$

Дифференциальное уравнение второго порядка (4.3) 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 цепь обратной связи включен резистор (рис. 4.2). Для такой схемы (при $K \gg 1$) [2]

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_1}{R} u_{\text{вх}}, \quad (4.5)$$

при $R = R_1$, $u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}}$.

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

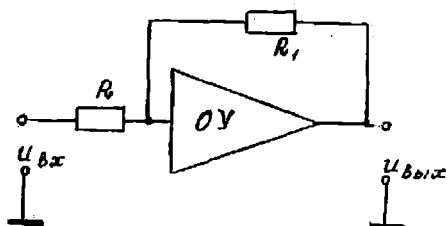


Рис. 4.2

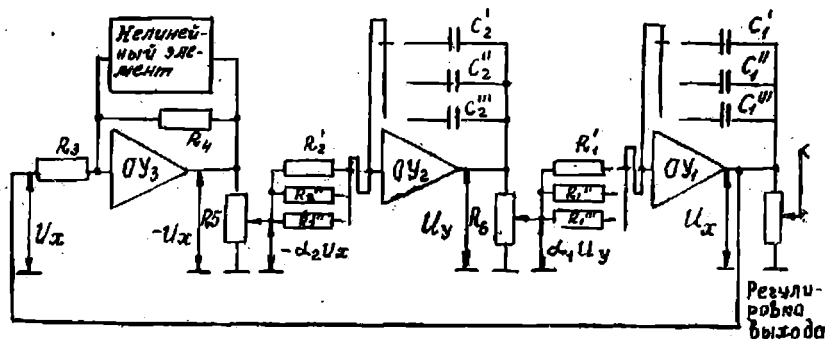


Рис. 4.3

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_6 . Аналогично на второй интегратор с потенциометра R_5 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 :

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

где

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

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_6 и R_5 , т.е. коэффициентами α_1 и α_2 . Обычно выполняются условия

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

$$\omega_0 = \frac{\alpha}{RC}. \quad (4.10)$$

Это условие показывает, что плавную регулировку следует обеспечивать изменением величины α . В этом случае получается линейная шкала по частоте при применении потенциометров R_6 и R_5 с линейным законом изменения сопротивления. Но слишком малые величины α нельзя использовать, так как при этом величина сигнала, снимаемого с потенциометров R_5 и R_6 , становится сравнимой с шумами усилителя и нарушается стабильность и форма генерируемых колебаний. Обычно в измерительных генераторах величина плавного 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 и элементами. 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 стационарной амплитуды в цепь обратной связи инвертирующего каскада вводится нелинейный элемент — двусторонний диодный ограничитель, включенный параллельно R_4 . При увеличении амплитуды,

колебаний выше уровня ограничения начинают открываться диоды выпрямителя, при этом уменьшаются общее сопротивление обратной связи инвертора и его коэффициент передачи, поэтому вершины синусоид передаются 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. Вдобавок этот искаженный сигнал, проходя через два интегратора, улучшает свою форму. Это объясняется следующим образом. Допустим, что на входе интегратора действует ряд гармонических составляющих и

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

Напряжение на выходе интегратора

$$u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u_{вх} dt = -\frac{1}{n\omega_0 RC} \sum_{n=1}^{\infty} U_{mn} \cos(n\omega_0 t + \varphi_n).$$

оно 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 возникают только нечетные гармоники, и поэтому наибольшие искажения формы определяются третьей гармоникой, которая, пройдя через два интегратора, будет уменьшена в 9 раз. Поэтому в таких генераторах легко обеспечивается коэффициент гармоник выходного напряжения не более 0,5...1,5%. Следует отметить, что при прохождении гармонического сигнала через интегратор, выполненный на ОУ, происходит уменьшение фазы этого колебания на $\pi/2$. Таким образом, в схеме электронной модели уже существуют три напряжения, сдвинутые по фазе друг относительно друга. Если выходное напряжение генератора $u_1 = u_x = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi)$, то напряжение на выходе второго интегратора $u_2 = u_y = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \frac{\pi}{2})$, а напряжение на выходе инвертирующего каскада $u_3 = -u_x = -U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \pi)$. Если напряжение u_3 с выхода второго интегратора подать на дополнительный инвертирующий каскад, то на выходе его получим напряжение u_4 , сдвинутое относительно выходного на $3/2 \pi$:

$$u_4 = -u_2 = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi - \frac{3}{2} \pi).$$

Эти четыре напряжения выводятся 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, заменившего собой измерительный генератор Г3-39, 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°, 180° и 270°
погрешность установки опорного уровня (на входе аттенуатора)	$\pm (2,5 \dots 3)\%$
уровень гармоник в выходном сигнале	0,5%

ЛИТЕРАТУРА

1. Г о н о р о в с к и й И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Советское радио, 1971.
2. М и р с к и й Г.Я. Радиоэлектронные 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 н о в В.С. Справочник по радиоизмерительным приборам. Т. 2. - М.: Советское радио, 1977.
5. С а а к о в З.О. Теория и расчет избирательных РС-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 низкой частоты на биевях	22
3.1. Принцип работы измерительного генератора на биевях	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
Температура	34

Николай Алексеевич Шляев

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Редактор Л.М. Коршунова

Техн. редактор К.П. Барановская

Л - 86671 от 21.10.81

Формат 60x90 1/16. Бумага типогр. № 2.

Леч. л. 2,25; уч.-изд. л. 2,0. Тираж 500

Зак. 494/244. Цена 15 коп.

Редтапринт МАИ

125871, Москва, Волоколамское шоссе, 4