

МАЛОШУМЯЩИЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ОДНОНАПРАВЛЕННЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Р.Г.АКОПЯН, Э.Г.БАГДАСАРЯН

Институт прикладных проблем физики НАН Армении

(Поступила в редакцию 21 октября 1994г.)

Рассматривается параметрический понижающий преобразователь частоты, во входной контур которого включен элемент, обладающий однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду. Показано, что такое выполнение преобразователя позволяет произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов.

Важнейшей характеристикой радиоприемного устройства (РПУ) является чувствительность. Современные РПУ, в особенности СВЧ диапазона, в основном супергетеродинные, то есть содержат понижающие преобразователи частоты (смесители). В настоящее время в основном применяются понижающие преобразователи частоты, выполненные на смесительных диодах с барьером Шоттки, чувствительность которых низка. Низка также чувствительность параметрического понижающего преобразователя частоты. Коэффициент шума этого преобразователя в одноканальном режиме больше 3 дБ [1]. С целью повышения чувствительности РПУ перед преобразователем включают малошумящие усилители.

В современных условиях, когда на вход РПУ попадает большое количество сигналов-помех, различных по частоте и уровню, вплоть до уровня блокирования, не менее важной становится другая характеристика РПУ – помехоустойчивость, которая в значительной мере зависит от линейности входных устройств. В общем случае из-за низкой чувствительности существующих преобразователей требования повышения чувствительности РПУ оказываются противоречивыми. Снижение коэффициента шума с помощью включения перед преобразователем малошумящего усилителя приводит к уменьшению линейности и

помехоустойчивости. Требование линейности и помехоустойчивости приводит к необходимости исключения усилителей перед преобразователем [2]. Тогда повышенные требования по малым шумам и высокой линейности предъявляются к самому преобразователю. Следовательно, разработка мал шумящего понижающего преобразователя частоты является актуальной задачей. Решение этой задачи позволит не только создать высокочувствительные РПУ без включения в них входных мал шумящих усилителей, но и повысить линейность и помехоустойчивость РПУ.

В работе [3] показано, что возникновение большого уровня шумов при параметрическом преобразовании частоты вниз обусловлено обратным преобразованием сигнала, при устранении влияния которого устанавливается новая закономерность – на нелинейных реактивностях без потерь преобразование колебаний в любую комбинационную частоту происходит без добавления шумов и с усилением [4,5]. Вычисленная закономерность принципиальным образом изменяет ранее существующие представления о параметрическом преобразовании колебаний и позволяет, используя существующую элементарную базу (параметрические диоды), решить задачу создания мал шумящих понижающих преобразователей частоты.

При параметрическом преобразовании колебаний влияние обратного преобразования сигнала можно устранить различными способами. В работах [4,5] влияние обратного преобразования устраняется способом модуляции параметра нелинейной реактивности двумя частотами.

В данной статье исследуется параметрический понижающий преобразователь частоты, в котором влияние обратного преобразования сигнала устраняется включением во входной контур элемента, обладающего однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду. В качестве такого элемента могут быть использованы биполярные, составные транзисторы : т.д. Расчеты преобразователя приводятся для случая включения биполярного транзистора. Функциональная схема преобразователя изображена на рис.1, где e_c - источник сигнала с частотой ω_1 и внутрен-

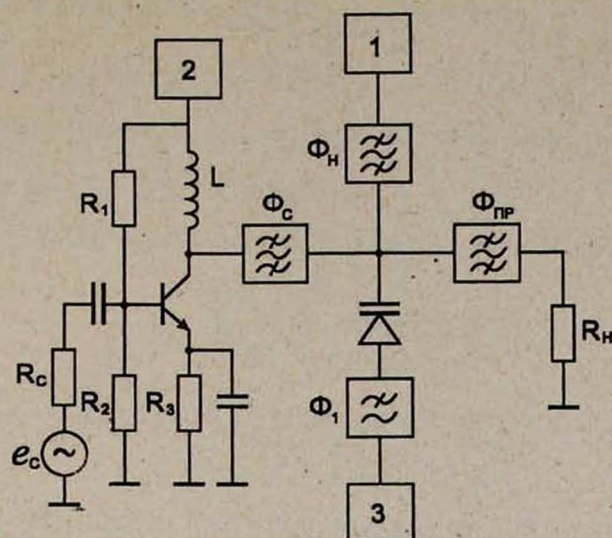


Рис.1. Функциональная схема преобразователя. e_c — источник сигнала; 1 — генератор накачки; 2,3 — источники питания; Φ_c , $\Phi_{пр}$, Φ_n — полоснопропускающие фильтры, настроенные на входную, выходную частоты и на частоту накачки; R_H — сопротивление нагрузки.

ним сопротивлением R_c , Φ_c , $\Phi_{пр}$ и Φ_n — полоснопропускающие фильтры, настроенные на входную ω_1 , выходную ω_2 частоты и на частоту накачки ω_n ($\omega_2 = \omega_n - \omega_1$); 1 — генератор накачки; 2 и 3 — источники питания, предназначенные для питания транзистора и для установки напряжения смещения на диод; R_H — сопротивление нагрузки; R_1 , R_2 и R_3 предназначены для установки режима работы транзистора. Индуктивность L служит для компенсации емкостного сопротивления коллекторного перехода. Выходной контур образован фильтром Φ_1 , диодом, фильтром $\Phi_{пр}$ и нагрузкой, а входной контур — фильтром нижних частот Φ_1 , диодом, фильтром Φ_c и выходным сопротивлением транзистора $R_{T_{вых}}$. Эквивалентная электрическая схема преобразователя изображена на рис.2. Здесь h_{11} , h_{12} , h_{21} — h -параметры транзистора; R_s и C_o — сопротивление потерь и постоянная составляющая емкости диода; I_δ — ток, протекающий через базу транзистора на входной частоте:

$$I_{\delta} = \frac{\dot{E}_1}{R_c + \dot{Z}_{\text{Т Вх}}}, \quad (1)$$

где $\dot{E}_1$ – э.д.с. источника сигнала; $\dot{Z}_{\text{Т Вх}}$ – входное сопротивление транзистора. Э.д.с. $\dot{E}_{1\text{ВН}}$ и $\dot{E}_{2\text{ВН}}$ источников $e_{1\text{ВН}}$ и $e_{2\text{ВН}}$, вносимые в контур преобразователя, определяются выражениями [5]:

$$\dot{E}_{1\text{ВН}} = I_2 \frac{M}{j\omega_2 c_o}, \quad (2)$$

$$\dot{E}_{2\text{ВН}} = -I_1 \frac{M}{j\omega_1 c_o},$$

где I_1 и I_2 – токи, протекающие через диод на частотах ω_1 и ω_2 ; M – глубина модуляции емкости диода.

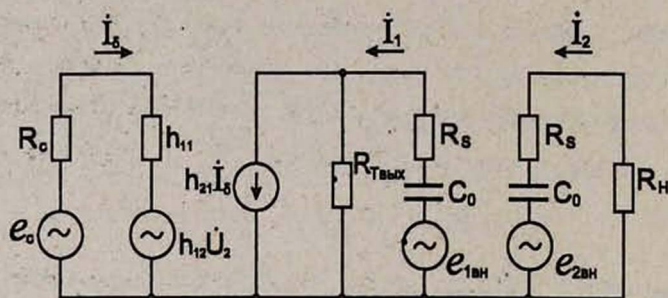


Рис.2. Эквивалентная электрическая схема преобразователя.

Поскольку цепь, состоящая из последовательно соединенных C_2 , Φ_c и диода (рис.2) настроена на входную частоту и ее сопротивление на этой частоте намного меньше, чем выходное сопротивление транзистора, токи I_1 и I_2 равны

$$I_1 = h_{21} \frac{\dot{E}_1}{R_c + \dot{Z}_{\text{Т Вх}}} + I_2 \frac{M}{j\omega_2 c_o \dot{Z}_1}, \quad (3)$$

$$I_2 = -I_1 \frac{M}{j\omega_1 c_o \dot{Z}_2},$$

где $\dot{Z}_1$ и $\dot{Z}_2^*$ – сопротивление выходного контура.

Когда контуры настроены ($\dot{Z}_1 = R_{T \text{ Вых}} + R_s \approx R_{T \text{ Вых}}; \dot{Z}_2^* = R_n + R_s$) и вход транзистора согласован ($R_c = R_{T \text{ Вх}}$, где $R_{T \text{ Вх}}$ – входное сопротивление транзистора), из (3) следует:

$$\dot{I}_2^* = \frac{\frac{M h_{21}}{j \omega_1 C_o 2 R_{T \text{ Вх}}} \dot{E}_1}{R_n + R_s - R_{Bн}}. \quad (4)$$

Здесь $R_{Bн}$ – отрицательное сопротивление, вносимое в выходной контур:

$$R_{Bн} = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_{T \text{ Вых}} + R_s)} \approx \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 R_{T \text{ Вых}}}, \quad (5)$$

где $\omega_{кр} = \frac{M}{C_o R_s}$ – критическая частота параметрического диода. Мощность

(P), выделяющаяся в нагрузку на выходной частоте, равна

$$P = \frac{1}{2} \dot{I}_2^2 R_n = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2 h_{21}^2 R_n E_1^2}{8 \omega_1^2 R_{T \text{ Вх}} (R_n + R_s)^2 (1 - \alpha)^2}. \quad (6)$$

Следовательно, коэффициент усиления равен

$$K = \frac{P}{P_o} = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2 h_{21}^2 R_n}{\omega_1^2 R_{T \text{ Вх}} (R_n + R_s)^2 (1 - \alpha)^2}, \quad (7)$$

где $P_o = \frac{E_1^2}{8 R_c}$ – номинальная мощность источника сигнала; α – коэффициент регенерации:

$$\alpha = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_{T \text{ Вых}} + R_s) (R_n + R_s)} \approx \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 R_{T \text{ Вых}} (R_n + R_s)}. \quad (8)$$

Источником шумов в преобразователе являются: сопротивление R_c источника сигнала, транзистор, сопротивление R_s диода и сопротивление нагрузки. Шумы транзистора и сопротивления преобразуются так, как

преобразуется сигнал. Следовательно, мощность шумов P_{ω} , выделяющаяся в нагрузке в результате преобразования этих шумов, равна

$$P'_{\omega} = k\Delta f(T_o + T_{TP})K, \quad (9)$$

где k – постоянная Больцмана, Δf – полоса преобразования, T_o и T_{TP} – эффективные шумовые температуры сопротивления R_c и транзистора; K – коэффициент усиления преобразователя.

Шумы сопротивления R_s на входной частоте замыкаются через входной контур и создают в этом контуре шумовой ток $i_{ш1}$, среднеквадратичное значение которого равно

$$\overline{i^2_{ш1}} = \frac{4kT_s R_s \Delta f}{Z_1^2} \quad (10)$$

где T_s – эффективная шумовая температура R_s . Ток $i_{ш1}$, протекая через диод, создает в выходном контуре шумовую э.д.с., среднеквадратичное значение которой согласно (2) определяется выражением

$$\overline{e^2_{ВН}} = 4kT_s R_s \Delta f \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1^2 Z_1^2}. \quad (11)$$

Мощность шумов $P''_{ш}$, выделяющаяся на нагрузку в результате преобразования и усиления шумов сопротивлений R_s и R_H равна

$$P''_{ш} = \frac{\overline{e^2_{ВН}} + \overline{e^2_s} + \overline{e^2_H}}{Z_2^2(1-\alpha)^2} R_H, \quad (12)$$

где $\overline{e^2_s}$ и $\overline{e^2_H}$ – э.д.с. шумов сопротивлений R_s и R_H на выходной частоте:

$$\begin{aligned} \overline{e^2_s} &= 4kT_s R_s \Delta f, \\ \overline{e^2_H} &= 4kT_H R_H \Delta f, \end{aligned} \quad (13)$$

где T_H – эффективная шумовая температура нагрузки.

Мощность шумов $P_{ш.и.}$, которая выделялась бы на нагрузке, если преобразователь был бы нешумящим, равна

$$P_{ш.и.} = kT_o \Delta f K. \quad (14)$$

Коэффициент шума преобразователя, когда он согласован по входу ($R_c = R_{ТВХ}$), равен

$$F = \frac{P'_{ш} + P''_{ш}}{P_{ш.и.}} = 1 + \frac{T_{тр}}{T_o} + \frac{4}{h_{21}^2} \left[\frac{R_s R_{ТВх}}{Z_1^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega_{кр}^2} \cdot \frac{R_{ТВх}}{R_s} \left(1 + \frac{T_H}{T_s} \cdot \frac{R_H}{R_s} \right) \right] \cdot \frac{T_s}{T_o}. \quad (15)$$

Следовательно, эффективная шумовая температура преобразователя, когда контуры настроены, равна

$$T = (F - 1)T_o = T_{тр} + \frac{4}{h_{21}^2} \left[\frac{R_s R_{ТВх}}{Z_1^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega_{кр}^2} \cdot \frac{R_{ТВх}}{R_s} \left(1 + \frac{T_H}{T_s} \cdot \frac{R_H}{R_s} \right) \right] T_s. \quad (16)$$

Из (8) следует, что в зависимости от величины выходного сопротивления транзистора ($R_{ТВх}$) преобразование может происходить или в режиме устранения влияния обратного преобразования сигнала ($\alpha = 0$), или в регенеративном режиме ($\alpha > 0$). Исследуем эти режимы в отдельности.

Режим устранения влияния обратного преобразования сигнала устанавливается при применении элемента, обладающего идеальным однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду ($R_{ТВх} \rightarrow \infty$). Из (7) следует, что при этом коэффициент усиления определяется выражением

$$K = \frac{Q_1^2 h_{21}^2 R_s p_H}{R_{ТВх} (1 + p_H)^2}, \quad (17)$$

где $Q_1 = \frac{\omega_{кр}}{\omega_1}$ — динамическая добротность параметрического диода, а

$p_H = \frac{R_H}{R_s}$ — коэффициент включения преобразователя к нагрузке.

В этом режиме выходное сопротивление преобразователя положительное, так как в выходной контур не вносится отрицательное сопротивление. Следовательно, в режиме устранения влияния обратного преобразования сигнала шумы нагрузки не усиливаются и не вносят вклад в уровень шумов преобразователя. Принимая в (16) $T_H = 0$, получим следующее выражение для определения эффективной шумовой температуры преобразователя в этом режиме:

$$T = T_{тр} + \frac{4}{h_{21}^2} \cdot \frac{1}{Q_1^2} \cdot \frac{R_{ТВх}}{R_s} \cdot T_s. \quad (18)$$

Из (18) следует, что эффективная шумовая температура преобразователя не зависит от величины нагрузки (R_H). По усилению

оптимальным для преобразователя является случай, когда он согласован по выходу ($p_H = 1$). При этом

$$K = 0,25 Q_1^2 h_{21}^2 \cdot \frac{R_s}{R_{T \text{ Вх}}}, \quad (19)$$

$$T = T_{TP} + \frac{T_s}{K}. \quad (20)$$

Следовательно, при выполнении условия $Q_1^2 h_{21}^2 \frac{R_s}{R_{T \text{ Вх}}} \gg 1$ преобразование происходит с большим усилением и шумовой температурой, практически равной шумовой температуре однонаправленного элемента.

Регенеративный режим ($\alpha > 0$) устанавливается, когда в качестве однонаправленного элемента используется реальный транзистор, у которого $R_{T \text{ Вых}} < \infty$. При этом коэффициент усиления и уровень шумов определяются выражениями (7) и (16). Определив значение $\omega_{\text{кп}}^2$ из формулы (8) и подставив в выражения (7) и (16), после несложных преобразований с учетом того, что $R_s \ll R_{T \text{ Вых}}$; $T_H = T_s$, получим:

$$K = \frac{4\alpha\omega_2 p_H}{(1-\alpha)^2 \omega_1 (1+p_H)} \cdot K_{MT}, \quad (21)$$

$$T = T_{TP} + \frac{\omega_1}{\alpha\omega_2} \cdot \frac{T_s}{K_{MT}}, \quad (22)$$

где $K_{MT} = 0,25 h_{21}^2 \frac{R_{T \text{ Вых}}}{R_{T \text{ Вх}}}$ — максимальное значение коэффициента усиления транзистора, которое достигается, когда он согласован и по входу, и по выходу.

В предложенном преобразователе транзистор работает не как усиливающий элемент, а служит в качестве нагрузки для обратно преобразованного сигнала, так как нагрузкой для транзистора служит импеданс диода, который в процессе преобразования представляет из себя отрицательное сопротивление. Однако, как это следует из (21) и (22), по усилению и по шумам предложенный преобразователь эквивалентен каскадному соединению транзисторного усилителя, идеально согласованного по выходу, и двухконтурного регенеративного преобразователя, выполненного на параметрическом диоде без потерь. Это

объясняется тем, что включение транзистора во выходной контур преобразователя приводит к уменьшению влияния обратного преобразования сигнала. Действительно, если бы не включили транзистор, то коэффициент регенерации α и ток I_2^* , протекающий через нагрузку, на промежуточной частоте определялись бы выражениями [6]

$$I_2^* = \frac{-\frac{M}{j\omega_1 c_0 (R_c + R_s)} \cdot E_1}{(R_H + R_s)(1 - \alpha)}, \quad (23)$$

$$\alpha = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_c + R_s)(R_H + R_s)}. \quad (24)$$

В предложенном преобразователе коэффициент регенерации определяется выражением (8), а ток I_2^* , протекающий через нагрузку на промежуточной частоте, выражением (4). Из (8) и (24) следует, что включение транзистора приводит к уменьшению коэффициента регенерации, соответственно и влияние обратного преобразования сигнала в $\frac{\alpha'}{\alpha} = \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$ раз ($R_c = R_{Т Вх}$). При одних и тех же значениях R_c , R_H , ω_1 и $\omega_{кр}$ коэффициент регенерации α' двухконтурного преобразователя будет равняться коэффициенту регенерации α предложенного преобразователя в том случае, если на нем преобразование частоты ω_1 произвести не на ω_2 , а на $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$. Следовательно, если не учитывать шумы транзистора, то преобразование частоты ω_1 в ω_2 предложенным преобразователем должно происходить так, как происходит преобразование частоты ω_1 в $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$ двухконтурным регенеративным преобразователем. Известно, что коэффициент усиления K' и эффективная шумовая температура T' регенеративного преобразователя, выполненного на параметрическом диоде без потерь, при преобразовании частоты ω_1 в $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$ определяются выражениями [6]

$$K = \frac{4\alpha\omega_2 R_{T \text{ Вых}}}{(1-\alpha)\omega_1 R_{T \text{ Вх}}}, \quad (25)$$

$$T' = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{R_{T \text{ Вх}}}{R_{T \text{ Вых}}} T_s. \quad (26)$$

Из (23) и (4) следует, что включение транзистора приводит также к увеличению передачи мощности от источника сигнала к диоду в

$$K' = \frac{I_2'^2}{I_2'^2} = \frac{h_{21}^2}{4} \text{ раз } (R_s \ll R_c). \text{ Поэтому коэффициент усиления и}$$

эффективная шумовая температура предложенного преобразователя равны $K = K' \cdot K''$; $T = T_{Tp} + T' / K'$ и определяются выражениями (21) и (22). Из (21) и (22) следует, что при значениях $K_{MT} \gg \omega_1 / \omega_2$ преобразование происходит с большим усилением и эффективной шумовой температурой, практически равной шумовой температуре транзистора. Следовательно, выбирая малошумящий транзистор с $K_{MT} \gg \omega_1 / \omega_2$, можно в регенеративном режиме произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

Поскольку включение транзистора приводит к уменьшению влияния обратного преобразования сигнала, то представляет также интерес и нерегенеративный режим работы преобразователя.

Нерегенеративный режим устанавливается, когда при преобразовании частоты вниз частота накачки меньше, чем входная частота. В этом режиме коэффициент регенерации отрицательный ($\alpha < 0$), следовательно, выражение для коэффициента усиления можно вывести из (21), изменив знак перед α на противоположный:

$$K = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \cdot \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot K_{MT}. \quad (27)$$

Так как в этом режиме в выходной контур не вносится отрицательное сопротивление, то шумы нагрузки не усиливаются и не вносят вклад в уровень шумов преобразователя. Принимая в (16) $T_H = 0$, при значениях $R_{T \text{ Вых}} \gg R_s$ и $R_H \gg R_s$ получим

$$T = T_{\text{TP}} + \frac{4\omega_1^2}{\omega_{\text{кр}}^2 h_{21}^2} \cdot \frac{R_{\text{Т Вх}}}{R_s} T_s. \quad (28)$$

Из (27) и (28) следует, что выбирая малошумящий транзистор и параметрический диод с параметрами, удовлетворяющими условию $\frac{\omega_{\text{кр}}^2 h_{21}^2}{4\omega_1^2} \gg \frac{R_{\text{Т Вх}}}{R_s}$, можно в нерегенеративном режиме произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

Таким образом, включение однонаправленного элемента во входной контур преобразователя позволяет в зависимости от величины выходного сопротивления элемента устранять или уменьшать влияние обратного преобразования сигнала.

При этом преобразование колебаний в сторону уменьшения частоты происходит с усилением и шумовой температурой, практически равной шумовой температуре однонаправленного элемента. Применение в качестве однонаправленного элемента малошумящего транзистора позволяет произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.С.Бердин, П.П.Бобров, В.С.Эткин и др. Полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ. М., Радио и связь, 1983.
2. Е.Н.Анисимов, Б.А.Асташкевич. Изв. вузов, Радиоэлектроника, 29, №12, 73 (1986).
3. Р.Г.Акопян. Изв. АН Арм. ССР, сер. техн. наук, 36, №5, 38 (1983).
4. Р.Г.Акопян. Радиотехника и электроника, 33, №2, 394 (1988).
5. Р.Г.Акопян. Радиотехника и электроника, 33, №11, 2409 (1988).
6. И.П.Бобров. Параметрические усилители и преобразователи СВЧ. Киев, "Техника", 1969.

LOW-NOISE PARAMETRICAL DECREASING FREQUENCY- CONVERTER WITH SINGLE DIRECTED ELEMENT

R.G.AKOPIAN and E.G.BAGDASARIAN

Parametrical decreasing frequency-converter is investigated, in entry of wich an element with single directed property is included, which transfers energy from the signal source to parametrical diode. It is shown that such action of the convertor allows to make frequency converting down with low level of noise and inhancement.

ՓՈՔՐ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐՈՎ ՀԱԺԱԽԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆԸ ԻՋԵՑՆՈՂ
ՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՁԵՎԱՓՈԽԻՉ ՄԻԱԿՈՂՄԱՆԻ ԷԼԵՄԵՆՏՈՎ

Ռ.Գ.ՀԱԿՈՅԱՆ, Է.Հ.ԲԱԴՅԱՐՅԱՆ

Հետազոտված է հաճախականությունը իջեցնող պարամետրական ձևափոխիչ, որի մուտքային կոմտություն միացված է էլեմենտ, որն օժտված է ազդանշանի աղբյուրից դեպի պարամետրական դիոդ էներգիայի միակողմանի հաղորդման հատկությամբ: Ցույց է տրված, որ ձևափոխիչի աղբյուրի իրազործումը հնարավորություն է տալիս կատարել հաճախության ձևափոխում դեպի մերձ, աղմուկների փոքր մակարդակով և ուժեղացմամբ: