



УКРАЇНА

(19) UA (11) 27819 (13) C2

(51) 6 H04B 1/66, H03H 17/02, H04J 1/12

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІОПИС  
ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД(54) СПОСІБ ЗМЕНШЕННЯ ПЕРЕХРЕСНОЇ ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ПРИ ПЕРЕДАЧІ ТА/АБО  
НАКОПИЧЕННІ ОЦИФРОВАНІХ АКУСТИЧНИХ АБО ОПТИЧНИХ СИГНАЛІВ

(21) 94005371

(22) 06.10.1992

(24) 16.10.2000

(31) P 4134420.0

(32) 17.10.1991

(33) DE

(46) 16.10.2000, Бюл. №5, 2000р

(72) Едлер Бернд, DE

(73) ФРАУНХОФЕР-ГЕЗЕЛЬШАФТ ЦУР  
ФЕРДЕРУНГ ДЕР АНГЕВАНДТЕН ФОРШУНГ Е.В.,  
DE

(86) PCT/DE92/00855, 06.10.1992

(56) 1. EP №0200239, 1986

2. DE №2441889

(57) 1. Способ уменьшения перекрёстной частотной модуляции при передаче и/или накоплении оцифрованных акустических или оптических сигналов, при котором сигналы делят на частотные полосы, кодируют, передают и/или накапливают, декодируют и сигналы из частотных поддиапазонов опять объединяют в один сигнал, а разделение спектра сигнала на поддиапазоны производят последовательными этапами, отличающийся тем, что соответствующие сигналы поддиапазонов  $x_i$ ,  $x_j$  из первых поддиапазонов  $i$ , в которых спектральные составляющие определённых частот выступают как составляющие сигнала, и соответствующие сигналы из вторых поддиапазонов  $j$ , в которых эти спектральные компоненты выступают как составляющие перекрёстной модуляции в полосе отсечки, подвергают перед кодированием взвешенному суммированию, и тем, что сигналы поддиапазонов после декодирования подвергают операции, обратной взвешенному суммированию.

2. Способ по п. 1, отличающийся тем, что при применении этапа фильтрации или преобразования, который делит входной сигнал на четное число  $M$  поддиапазонов и ведет к отражению спектральных составляющих в поддиапазонах, выходные сигналы каждого второго поддиапазона этого этапа фильтрации или преобразования перед подачей на следующий этап последовательных эта-

пов подвергают коррекции, которая исключает отражение спектральных составляющих в поддиапазонах.

3. Способ по п. 2, отличающийся тем, что операцию коррекции выполняют при помощи того, что в выходных сигналах нечётных поддиапазонов каждое второе значение умножают на  $-1$ , а выходные сигналы чётных поддиапазонов остаются неизменными.

4. Способ по любому из пп. 1-3, отличающийся тем, что взвешенные сигналы  $y_i$  в поддиапазоне  $i$  определяют по следующим формулам:

$$y_i = d_m \cdot (x_i + c_m \cdot x_j) \quad d_m = \frac{1}{\sqrt{1+c_m^2}} \quad i = N \cdot K + m,$$

$$y_j = d_m \cdot (x_j - c_m \cdot x_i) \quad -\frac{N}{2} \leq m \leq -1 \quad j = N \cdot K - 1 - m$$

где  $x_i$  - сигнал поддиапазона  $i$ ,  $c_m$  представляет собой весовые коэффициенты, а  $d_m$  определяют данными формулами из весовых коэффициентов  $c_m$ .

5. Способ по любому из пп. 1-4, отличающийся тем, что операция, обратная взвешенному суммированию, проводится по следующей формулам:

$$x'_i = d_m \cdot (y'_i - c_m \cdot y'_j) \\ x'_j = d_m \cdot (y'_j + c_m \cdot y'_i)$$

где  $x'_i$  - сигнал поддиапазона  $i$  после проведения обратной операции, а  $y'_i$  - взвешенный сигнал поддиапазона  $i$  после кодирования и декодирования.

6. Способ по п. 4 или 5, отличающийся тем, что весовые коэффициенты  $c_m$  для взвешенного суммирования оптимизируют относительно частотных характеристик последовательных этапов.

7. Способ по любому из пп. 4-6, отличающийся тем, что число весовых коэффициентов  $c_m$ , привлекаемых для взвешенного суммирования, наполовину меньше, чем число поддиапазонов последующего этапа.

Изобретение относится к способу уменьшения перекрёстной частотной модуляции при передаче и/или накоплении акустических сигналов.

Передача и/или накопление оцифрованных

акустических сигналов тем привлекательней, чем более удастся уменьшить передаваемый массив данных без ощутимых потерь качества. Для уменьшения данных акустических сигналов известно

(11) 27819 (13) C2  
(19) UA

много способов, связанных с преобразованием оцифрованных данных в частотном диапазоне или разделением в различных полосах частот.

Разделение в различных поддиапазонах может быть проведено в одну ступень при помощи фильтра или многоступенчатого при помощи последовательного соединения двух или более фильтров, причём последующий фильтр может быть заменен преобразованием. Подготовленные таким образом данные подвергаются процессу работы, который уменьшает массив данных с использованием статистики сигнала и психоакустики таким образом, что после передачи и обратного преобразования данных невозможно обнаружить никаких ощутимых для человеческого уха отличий от входного сигнала. По предложению стандартизации способов обработки данных для цифровых аудиосигналов Международной Организации по стандартам для разделения спектров сигналов в поддиапазоне устанавливаются гибридный фильтр. Анализатор в кодере состоит из двух ступеней. Спектр входного сигнала сначала разлагается при помощи многофазного фильтра на 32 поддиапазона, как это описано в докладе H. J. Nussbaumer, M. Vetterli, "Computationally Efficient QMF Filter Banks", IEEE Proc. ICASSP 1984, S.11.3.1-4.

Непосредственно после этого каждый из этих диапазонов делится фильтром с компенсацией наложения спектров во временной области (TDAC-фильтр) на 12 полос. TDAC-фильтр описан в докладе J.P. Prince, A.W. Jonson und A.B. Bradley, "Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation", Proc. ICASSP'87, S. 50.1.1-4"

В публикации "S.A. Townes, T.K. Truong, The VLSI Design of a Sub-band coder, International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing, Bd. 2, 1984, New York, 34B21-24B24" фильтр с древовидной структурой сравнивается с фильтром с параллельной структурой для разработки поддиапазонных кодеров по СБИС-технологии.

Условием для применения последовательных ступеней разделения в способах обработки данных является хорошее разделение полос, поскольку каждая спектральная составляющая входного сигнала может оказывать влияние только на сигнал одного поддиапазона, а ошибки квантования, возникающие в поддиапазонах, влияют только на соответствующий частотный поддиапазон в выходном сигнале.

Фильтр поддиапазона всей системы должен обеспечивать как можно более высокое подавление в полосе отсечки. Последовательное размещение ступеней фильтрации или преобразования обуславливает однако неудовлетворительное подавление в полосе отсечки, соответственно большее число поддиапазонов попадает в переходные области предшествующей ступени разделения. Это ведёт к заметному увеличению сигнала вне полосы пропускания в частотных характеристиках соответствующих фильтров поддиапазонов.

Спектральные составляющие входного сигнала в соответствующих частотных диапазонах влияют таким образом после пропускания ступеней разделения на сигналы поддиапазонов в виде

компонентов перекрестной модуляции. Соответственно ошибки квантования в одном из таких поддиапазонов влияют на состав сигналов поддиапазонов вне этого поддиапазона.

При известных способах достигается противодействие ухудшению выходного сигнала от перекрестной частотной модуляции, что принимается во внимание при кодировании. Это возможно, однако, лишь в ограниченном объеме и ведёт к увеличению сложности способа кодирования.

В основе изобретения лежит задача представить способ уменьшения перекрестной частотной модуляции, который особенно эффективен и работает независимо от последующего кодирования.

Эта задача решается при помощи совокупности признаков заявленного изобретения.

Для заданной системы разделения сигналов в частотных полосах, в которой осуществляется разделение в последовательных ступенях, могут быть установлены временные и фазовые соотношения компонентов сигнала и соответствующих компонентов перекрестной модуляции.

В соответствии с изобретением сигналы из поддиапазонов, в которых появляются соответствующие компоненты сигналов и перекрестной модуляции, после разделения подвергаются взвешенному суммированию. Полученные таким образом взвешенные сигналы поддиапазонов непосредственно кодируются, переносятся и/или накапливаются и декодируются. Чтобы исключить изменения сигнала, вызванные взвешенным суммированием, декодированные сигналы поддиапазонов перед суммированием подвергают операции, обратной взвешенному суммированию.

Дальнейшие варианты исполнения изобретения описаны в дополнительных пунктах формулы изобретения.

П. 2 описывает дополнительный вариант способа, который дает преимущество, если использована ступень фильтрации, разделяющая входной сигнал на чётное число  $M$  поддиапазонов и отражающая спектральные составляющие в поддиапазонах. В этом случае выходные сигналы каждого второго поддиапазона этой ступени фильтрации подвергаются операции коррекции перед тем, как сигнал подаётся в последующую ступень.

По п. 3 операция коррекции проводится путем умножения сигналов поддиапазонов на следующую форму  $\{1, -1, 1, -1, \dots\}$

Эта операция ликвидирует отражение спектров поддиапазонов.

Положения, имеющие наибольшие преимущества для взвешенного суммирования, и для обратной операции даны в пп. 4 и 5.

По п. 6 оптимизируют весовые коэффициенты для суммирования относительно частотной характеристики последовательных ступеней. При этом в соответствии с п. 7 значение  $C_m$  для последующей ступени делением сигнала на чётное число  $N$  поддиапазонов определяется как  $N/2$ .

Значительное преимущество изобретения состоит в том, что общий диапазон частот передачи существенно улучшен по сравнению с известными способами. При способе, описанном в изобретении, не возникает добавочных искажений сигнала, т.е. когда сигналы поддиапазонов без кодирования и декодирования снова сводятся вместе, на

входную/выходную характеристики целой системы способ влияния не оказывает, т.к. при обратной операции первоначальные

сигналы поддиапазонов восстанавливаются безошибочно.

Предложенный способ может иметь различные области применения. Так как снижение перекрёстной частотной модуляции не зависит от применяемого способа кодирования, он годится для применения при передаче как акустических, так и оптических сигналов.

При разделении спектра сигналов на поддиапазоны могут быть применены два или более этапа. Отдельные этапы могут быть реализованы при помощи фильтров или кодирования с преобразованием.

На чертежах показано:

Фиг. 1.а - разделение спектра входного сигнала на поддиапазоны в схематическом изображении.

Фиг. 1.в - объединение сигналов поддиапазонов в выходной сигнал в схематическом изображении.

Фиг. 2 - фрагмент частотной характеристики фильтров в поддиапазонах 0 и 1 многофазного фильтра.

Фиг. 3 - фрагмент частотной характеристики соответствующего фильтра поддиапазона без применения предложенного в изобретении способа.

Фиг. 4.а - схематическое изображение взвешенного суммирования.

Фиг. 4.в - схематическое изображение обратной операции

Фиг. 5 - фрагмент частотной характеристики соответствующего фильтра поддиапазона при применении предложенного в изобретении способа.

Пример выполнения

Описывается для лучшего понимания двухэтапный способ, при котором спектр входного сигнала при помощи многофазного фильтра разлагается на чётное число  $M$  поддиапазонов и каждый такой поддиапазон ещё раз делится на чётное число  $N$  полос при помощи последующего фильтра TDAC.

Способ разделения спектра сигнала изображён на фиг. 1а. Многофазный фильтр разделяет спектр  $S(n)$  входного сигнала при помощи фильтров на  $M$  поддиапазонов ( $M$ -чётное). Импульсные отклики фильтра поддиапазона получаются путём умножения эталонного импульсного отклика  $h_p$  длины  $L$  и косинусных функций, частоты которых соответствуют средним частотам поддиапазонов. Выходные сигналы фильтров делятся на коэффициент  $M$  (на чертеже показано стрелкой вниз), так что сумма норм разложений во всех поддиапазонах остаётся равной норме разложения входного сигнала.

Поддиапазоны с нечётными индексами умножаются после фильтрования и разложения по следующей форме  $\{1, -1, 1, -1, \dots\}$ , чтобы аннулировать вызываемые фильтрами отображение, которое является причиной того, что в упомянутых поддиапазонах попеременно встречаются спектральные составляющие с высокими и низкими частотами. Для  $M$  сигналов поддиапазонов действительно:

$$x_{p,k}(\mu) = \sum_{n=0}^L s(M\mu-n) \cdot h_p(n) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k+\frac{1}{2}\right)\left(n-\frac{M}{2}\right)\right),$$

$0 \leq k \leq M-1$   
 $k$ -чётное

$$x_{p,k}(\mu) = (-1)^{\mu} \sum_{n=0}^L s(M\mu-n) \cdot h_p(n) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k+\frac{1}{2}\right)\left(n-\frac{M}{2}\right)\right),$$

$0 \leq k \leq M-1$   
 $k$ -нечётное

Каждый из этих  $M$  поддиапазонов делится последующим TDAC - фильтром ещё раз на  $N$  полос ( $N$ -чётное).

Импульсные отклики TDAC - фильтра найдутся умножением эталонного импульсного отклика  $h_T$  (длина  $2N$ ) на соответствующие косинусные функции. Для  $N \times N$  сигналов фильтров поддиапазонов действительно:

$$x_{Nk+m}(\nu) = \sum_{\mu=0}^{2N-1} x_{p,k}(N\nu-\mu) \cdot h_T(\mu) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N}\left(m+\frac{1}{2}\right)\left(\mu-\frac{N}{2}+\frac{1}{2}\right)\right),$$

$0 \leq m \leq N-1$

Последовательные фильтровые ступени, таким образом, разлагают входной сигнал на  $M \times N$  частотных поддиапазонов.

Фиг. 1 в показывает объединение  $M \times N$  сигналов поддиапазонов в один выходной сигнал.

На Фиг. 2 фрагментарно изображены частотные характеристики двух соседних фильтров поддиапазонов многофазного фильтра с  $M = 32$ . По вертикальной оси отложены импульсные отклики в дБ, по горизонтальной оси - частота, нормированная по 384 поддиапазонам общего фильтра ( $M=32$ ,  $N=12$ ). Фрагмент распространяется на частотный диапазон первых 24 поддиапазонов общего фильтра. Частотная характеристика фильтра 0 поддиапазона показана сплошной, а фильтра 1 поддиапазона - пунктирной линией. Отчётливо видно пересечение частотных характеристик фильтров поддиапазонов.

Так как в этой переходной области находятся многие поддиапазоны общего фильтра, сигнал в частотной характеристике соответствующего фильтра поддиапазона увеличивается кроме полосы пропускания также и в зоне отсечки. При превышении частотных характеристик в зоне отсечки каждая спектральная составляющая, частота  $f$  которой попадает в переходную область многофазного фильтра, соответственно появляется в двух поддиапазонах общего фильтра, а именно: в виде составляющих сигнала в поддиапазонах с полосой пропускания при частоте  $f$  и в виде составляющих перекрёстной модуляции в поддиапазоне с превышением на частоте  $f$ . Так появляется спектральная составляющая частоты  $f$  в поддиапазоне  $i = N \times k + m$  в виде составляющей сигнала и в поддиапазоне  $j = N \times k - 1 - m$  в виде составляющей перекрёстной модуляции.

$f_s$  частота дискретизации

$$f = k \cdot \frac{f_s}{2M} + m \cdot \frac{f_s}{2MN} + \Delta f,$$

$$1 \leq k \leq M-1,$$

$$-\frac{N}{2} \leq m \leq \frac{N}{2}-1,$$

$$0 \leq \Delta f \leq \frac{f_s}{2MN} \quad (1)$$

Кроме того, составляющие сигнала и перекрестной модуляции лежат в соответствующих поддиапазонах при одной и той же частоте

$$f_i = f_j = \begin{cases} \Delta f & m \text{ четное} \\ \frac{f_s}{2MN} - \Delta f & m \text{ нечетное} \end{cases} \quad (2)$$

Такое увеличение частотной характеристики в поддиапазонах общего фильтра изображено на фиг. 3. Чертеж показывает фрагмент частотных характеристик фильтра поддиапазона 9 (сплошная линия) и фильтра поддиапазона 14 (пунктир) без применения пред-

ложенного в изобретении способа уменьшения перекрестной частотной модуляции. Входной сигнал, который вызывает составляющую сигнала во всем поддиапазоне 9, приводит к составляющей перекрестной модуляции во всем поддиапазоне 14 и наоборот, входной сигнал, ведущий к составляющей сигнала во всем поддиапазоне 14, приводит к составляющей перекрестной модуляции в поддиапазоне 9.

Для выбранного примера многофазного фильтра с последующим TDAC-фильтром анализ фазовых отношений дает разность фаз между составляющей сигнала и перекрестной модуляции  $180^\circ$  для  $N/2 \leq m \leq 1$  и  $0^\circ$  для  $0 \leq m \leq N/2 - 1$ , если  $N$  является целым числом, кратным 4. Если  $N$  - число, кратное 2 нечетное количество раз, тогда разность фаз составляет  $0^\circ$  для  $-N/2 \leq m \leq 1$  и  $180^\circ$  для  $0 \leq m \leq N/2 - 1$ .

Эти фазовые разности делают возможным уменьшение составляющих перекрестной модуляции при помощи образования взвешенных сумм или разностей сигналов  $x_i$  и  $x_j$  поддиапазонов.

Фиг. 4а схематически показывает операцию взвешенного суммирования с весовым коэффициентом  $c_m$  и выводимыми из нее коэф-фициентами  $d_m$ .

На фиг. 4в схематически изображена операция, обратная взвешенному суммированию.

Благодаря равномерной структуре многофазного фильтра число весовых коэффициентов, требующих определения, равно  $N/2$ . Весовые коэффициенты оптимизируются так, что выбором

соответственно оптимального весового коэффициента для каждого поддиапазона составляющие перекрестной модуляции уменьшаются по возможности более сильно.

На фиг. 5 показан фрагмент частотной характеристики фильтров 9 и 14 поддиапазонов. В сравнении с фиг. 3 показано отчетливое улучшение характеристик отсечки. Для этого примера даются следующие оптимизированные весовые коэффициенты  $c_m$ :

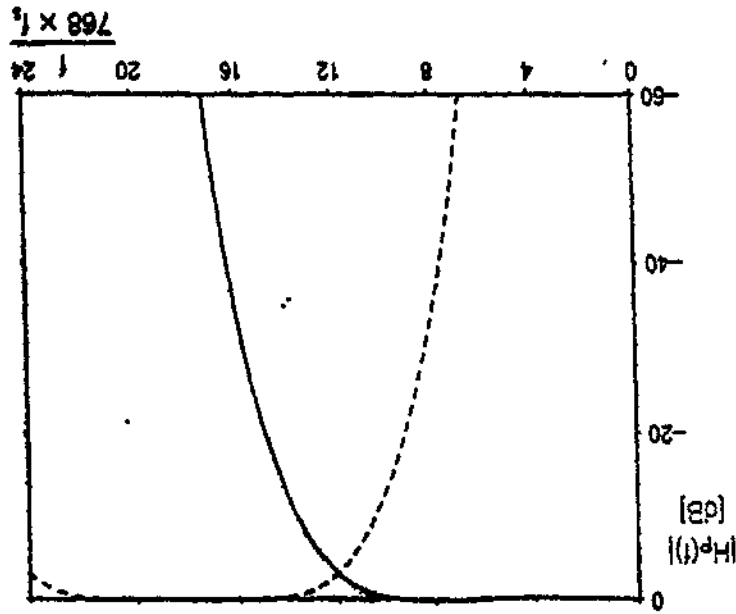
m	$c_m$
- 6	0,0000
- 5	0,0145
- 4	0,0600
- 3	0,1700
- 2	0,3900
- 1	0,4500

Оптимизированные весовые коэффициенты для комбинации; такого же многофазного фильтра с TDAC - фильтром, дающим в 32 поддиапазонах по 18 полос, выглядит так:

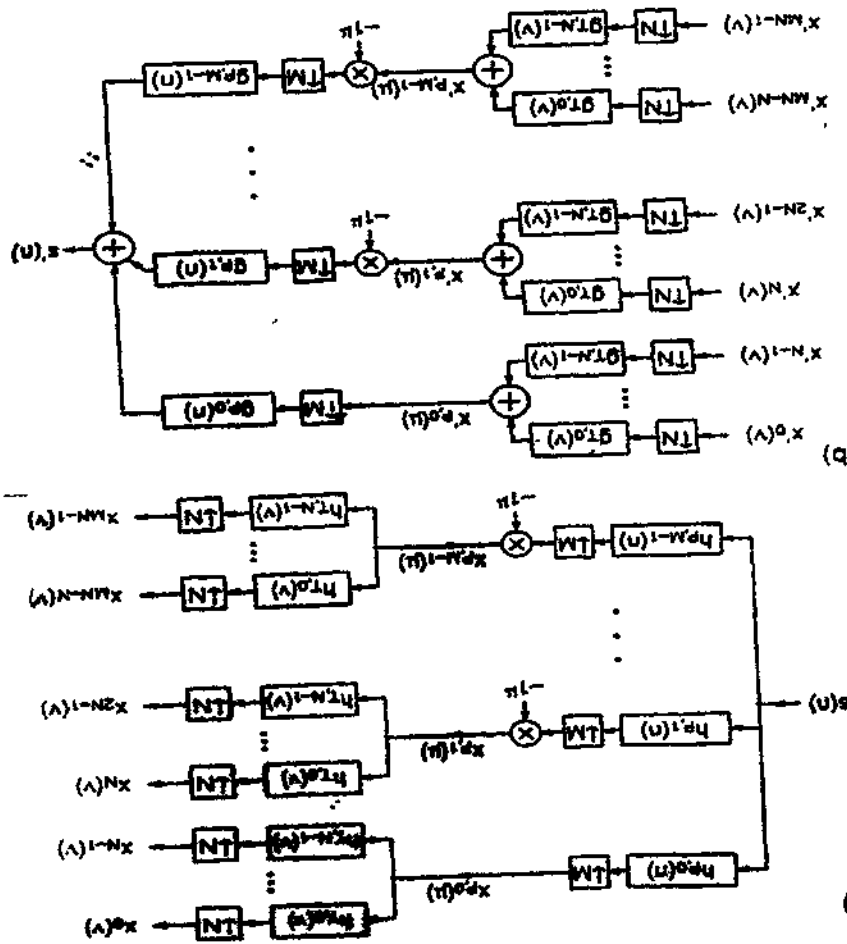
M	$C_m$
- 9	0,0000
- 8	-0,0037
- 7	-0,0142
- 6	-0,0410
- 5	-0,0950
- 4	-0,1850
- 3	-0,3300
- 2	-0,5350
- 1	-0,6000

Выходные сигналы фильтра, модифицированного при помощи предложенного в изобретении способа, соответствуют сигналам поддиапазонов всего фильтра с улучшенными частотными характеристиками, так как подавление в полосе отсечки результирующих фильтров поддиапазонов оптимизированы при помощи подходящего набора весовых коэффициентов.

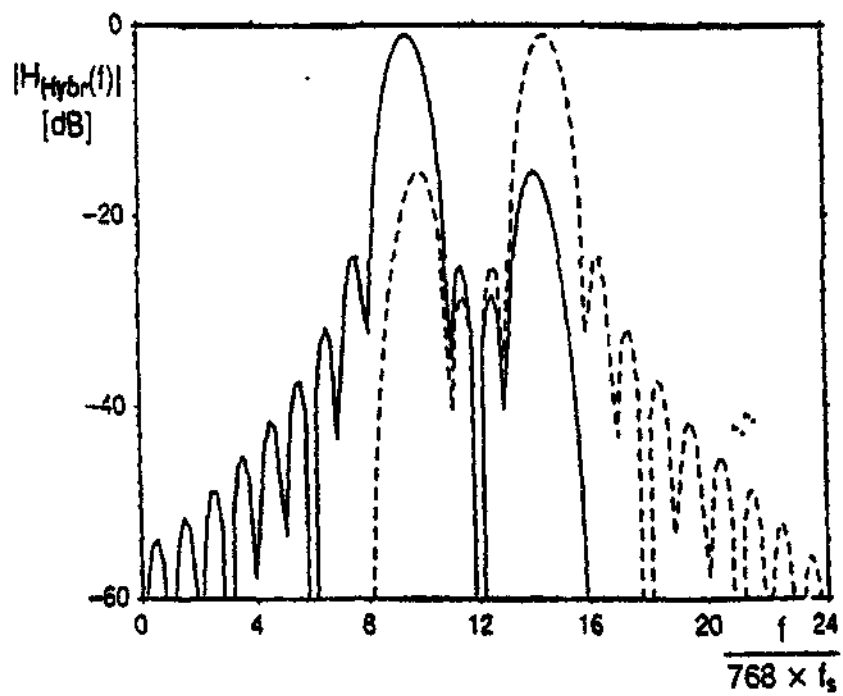
ΦM. 2



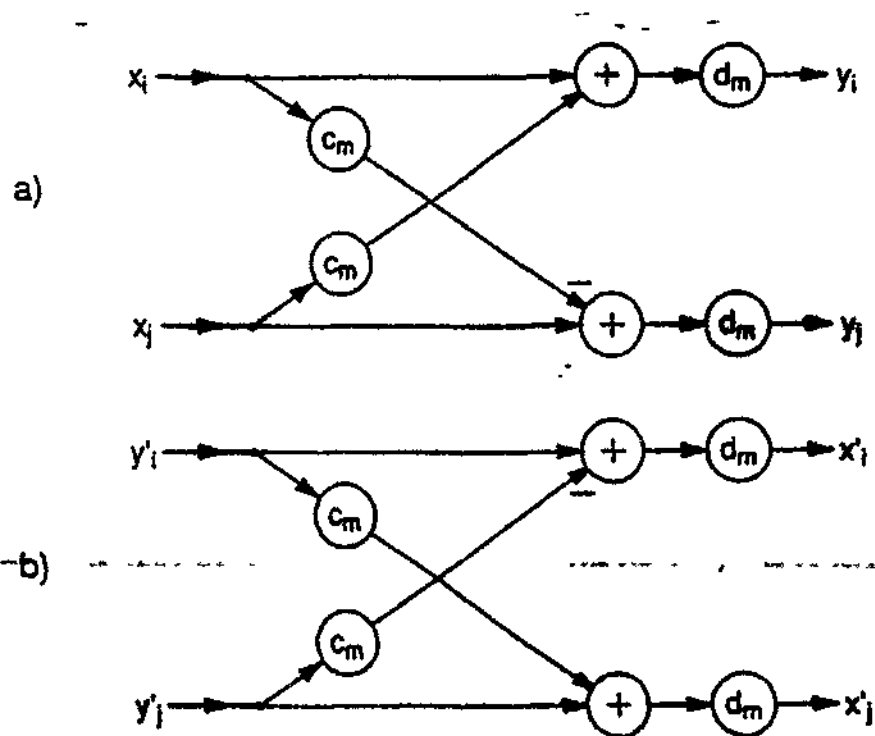
ΦM. 1



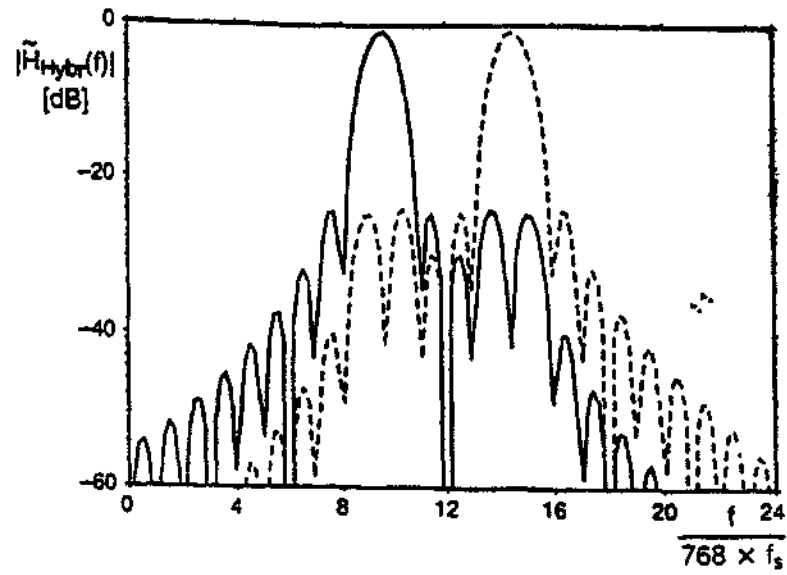
27819



Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5

ДП "Український інститут промислової власності" (Укрпатент)  
 Бульв. Лесі Українки, 26, Київ, 01133, Україна  
 (044) 254-42-30, 295-61-97

Підписано до друку 12.04. 2001 р. Формат 60x84 1/8.  
 Обсяг 0,77 обл.-вид.арк. Тираж 50 прим. Зам. 330

УкрІНТЕІ  
 Вул. Горького, 180, Київ, 03680 МСП, Україна  
 (044) 268-25-22

