

320719

公告本

320719

申請日期	85 年 4 月 10 日
案 號	85104237
類 別	G10H 5/00

320719

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	使用濾波器以調頻合成樂聲之方法及裝置
	英 文	Method and apparatus for synthesizing musical sounds by frequency modulation using a filter
二、發明 創作人	姓 名	(1) 大衛·羅森 Rossum, David P.
	國 籍	(1) 美國 (1) 美國加州艾托斯拉斯羅門斯路一〇二號 102 Las Lomas Drive, Aptos, CA 95003-3221, USA
	住、居所	
三、申請人	姓 名 (名稱)	(1) 創新科技有限公司 Creative Technology, Ltd.
	國 籍	(1) 新加坡
	住、居所 (事務所)	(1) 新加坡奎聖特椰耳雷珍67號 67 Ayer Rajah, Crescent #03-18, Singapore 139950
	代 表 人 姓 名	(1) 沈望傳 Sim, Wong Hoo

裝

訂

線

320719

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6

B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權
美國 1995 年 4 月 7 日 08/418,957 ☒無主張優先權

有關微生物已寄存於： ，寄存日期： ，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(1)

發明領域

本發明係關於使用濾波器，特別是高通濾波器，以調頻合成樂聲之方法及裝置。

發明背景

爲了低成本可犧牲逼真度之樂聲合成應用中，頻率調變已成為流行之技術。使用頻率調變以合成樂聲(FM合成)首先被描述於John Chowning於1973年之劃時代論文「The Synthesis of Complex Audio Spectra by Means of Frequency Modulation」, Journal of the Audio Engineer Society, vol. 21, no. 7, pp. 526-535。Chowning也於其論文中說明特別的頻率變技術，其將此技術概要地描述成MUSIC V「patch(修補)」或是可被修補成MUSIC V聲音合成程式之軟體碼。

在其論文中，Chowning給定一用於其頻率調變技術之數學公式，而且，稍後根據此數學公式而獲得專利，美國專利號碼：4,018,121。有趣的是，雖然Chowning並未提及，但是其所給定的用於其頻率調變技術之公式並未對應於其MUSIC V修補。此引起某些混淆，由於根據此公式之實施有時會產生與根據

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

編

五、發明說明 (2)

M U S I C V 修補之實施不並容之結果，即使執行被認為相同，亦然。此混淆多年之後才被分類出來。

F r o d e H o l m 於其論文「Understanding FM Implementations : A Call for Common Standards」

Computer Music Journal, vol.16,no. 1, pp.34-42

(1992)，提出關於此混淆結果之可能最佳論結及其解決之道。H o l m 的結論為事實上有兩種不同的 F M 合成方法，一為使用 C h o w n i n g 的公式，其一為使用其特別的 M U S I C V 修補實施。H o l m 的施實顯示出，在數學上，C h o w n i n g 的公式事實上是實施相位調變，而 M u s i c V 修補是「真正的」頻率調變。

個別的數學公式最佳地說明 C h o w n i n g 的 F M 合成公式及其 M u s i c V 修補之差異。

C h o w n i n g 的 F M 合成公式為：

$$E(t) = A(t) \sin(\omega_c t + I(t) \sin(\omega_m t)) \quad 1$$

其中 $E(t)$ 為被合成的樂音之即時振幅， ω_c 為載波頻率， $I(t)$ 為時變調變指標，而 ω_m 為調變頻率。對習於此技藝者而言， $I(t)$ 、 ω_c 、 ω_m 可隨時間而變化以便為 ω_c 所提供的基本音調修補創造所需的「音調顏色」，係顯而易知的。

反相地，C h o w n i n g 所展示的 M u s i c V 修補，如下述公式所示：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

結

五、發明說明 (3)

$$E(t) = A(t) \sin([\omega_c + I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)] t) \quad 2$$

請注意此二方程式之差異為調變項現在是乘以因數 ω_m 而整個外部正弦函數之自變數並非只有 ω_c 而是乘以因數 t 。由於這些差異，所以，這兩個方法在某些情形下會產生不匹配的結果。

應注意，雖然這些方程式對於這兩個方法之理論基礎的瞭解是有所助益的，但是，它們僅使 C h o w n i n g 公式及 M U S I C V 修補之真正實施的操作相近而已。只有當用於振盪器之取樣週期趨近於零時，真正實施的操作會接近上述公式。此外，上述公式只於載波及調變振盪器等兩者之輸出波形為簡單的正弦波時方可應用之。當它們並非如此時，如同此例經常之結果，施實的真正操作會背離可應用之公式。

根據 C h o w n i n g 的論文，有些人利用 C h o w n i n g 所描述之技術而設計出即時合成器。很多人根據 M U S I C V 修補而設計出實施工具。大部份的這些實些工具使用相位增量振盪器，此振盪器係使用靜態（或緩慢時間變化）頻率參數及一或更多聲頻速率「頻率調變」輸入作為它們的頻率或「相位增量」輸入。其它人利用類比電壓受控振盪器設計類比實施工具以實施 M U S I C V 修補。類比及數位實施均根據 C h o w n i n g 的論文而擴展之，而展示諸如多重調變器和載波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

絲

五、發明說明 (4)

、串級 F M 振盪器及自我調變等特性。

根據 M U S I C V 修補之實施對於非常有限的環境下之樂聲合成而言，工作得相當好。假使 ω_m 基本上被固定時（時間變化僅為非常緩慢的速率），則 $I(t)$ 可以藉由控制電腦僅簡單地被適當尺寸化而無需實際的額外計算。此外，如上所述，載波正弦函數的自變數中共同因數「 t 」會允許「 t 」自兩項中被因數分解。然後，在此總和被施加至載波振盪器相位增量輸出之前，這會允許調變振盪器的輸出， $I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)$ ，被直接加至載頻 ω_c 。因此，此為真正的頻率調變，並且，載板振盪器僅需具有單一頻率輸出。

不幸地，假使 ω_m 是實際速率之時間變化時，如同某些應用中的共同現象一般，則 $I(t)$ 必需以快速的時間變化方式被尺寸化以便產生合理的聲音結果。由於完成此尺寸化所需之每秒乘法數目是大量的，所以，要實現根據 M U S I C V 修補之實施將會變得很昂貴。

而且，M U S I C V 修補本身僅於調變輸出波形名義上為正弦時才產生同於 C h o w n i n g 公式之聲頻結果。假使諸如普通鋸齒波或方波等具有實質的諧波內容之波形被包含時，對於波形的每一正弦諧波成份而言，會於二公式之間產生偏差。特別是，在此情形下，在 M U S I C V 修補中之第 i 個正弦諧波成份必需乘以它自己的有效 ω_{m_i} 以產生同於 C h o w n i n g 之聲頻結果。一旦正弦波與方波或鋸齒波結合時，這樣作是不實際的

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (5)

為避免額外的計算，根據 M U S I C V 修補之大部份實施會為了名義上的正弦而簡單地乘以 ω_m ，而非以它自己的 ω_m 乘以每一正弦諧波成份。因此，這些實施會於調變器輸出名義上並非正弦時之情形下，產生無法與直接根據 C h o w n i n g 公式之實施並容之結果。

因此，根據 M U S I C V 修補之現有的 F M 合成實施具有某些缺點。它們會需要可觀的乘法，這是很昂貴的。它們也會產生不並容的結果，特別是在鋸齒波及方波的情形下更加會有此現象。但是，因為它們不需要二個頻率輸入被加至載波相位增量振盪器，所以，它們比 C h o w n i n g 公式之直接實施更具有某些優點。

相對於 M U S I C V 修補，當直接被實施時，C h o w n i n g 公式會執行「相位調變」而非真正的頻率調變。由於頻率對時間之積分係一相位，所以，C h o w n i n g 公式之 $I(t) \sin(\omega_m t)$ 項會被真正地加至一相位， $\omega_c t$ ，而非一頻率。此外，此加法係於載波相位增量振盪器中被執行的，如同真正的頻率調變之情形一般，而非如同一不同的加法係於頻率被輸入至振盪器之前被執行一般。因此，如同 H o l m 所指出一般，直接實施需要二個不同的輸入被加至載波相位增量振盪器，其中，一輸入代表「靜態」頻率而另一為「相位調變」增量值。

如同那些根據 M U S I C V 修補之實施一般，直接

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (6)

根據 C h o w n i n g 公式之現存相位調變實施也具有某些缺點。它們需要一具有頻率及相位輸入之相位增量振盪器，這會使得實現振盪器所需之電路增加複雜度，並因而增加花費。任一 C h o w n i n g 方法之現存實施均無法以取得聲頻上並容之合理的聲音結果之方式，結合這兩個方法之優點。特別是，沒有一個實施可以使 M U S I C V 相位增量振盪器的簡單性和其單一頻率輸入與直接根據 C h o w n i n g 公式之數學上較簡單的相位調變所取得的最小數目乘法相結合。此外，除非一些乘法被執行，否則沒有一個根據 M U S I C V 修補之實施對所有型態之波形而言，不論是正弦或非正弦，可以產生與直接根據 C h o w n i n g 公式之實施相同的結果。

發明之簡要說明

本發明係提供合成樂聲之新電路及方法。在一實施例中，發明包含一第一階 F I R 高通濾波器，其會被置於調變相位振盪器及載波相位增量振盪器之間。本發明也包含波形電路、乘法器、分時多工器及其它形式的濾波器。

發明之另一實施例提供一音樂合成方法，其中，調變相位增量會乘以調變指數以產生調變訊號。然後，調變訊號會被濾波並被加至載波相位增量。最後，總和會乘以振幅包絡線以產生代表樂聲之訊號。方法可能包含使用第一階 F I R 高通濾波器、形成正弦及非正弦波、額外相乘及分時多工化。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(7)

發明也包含自我調變及串級化。

圖形之簡要說明

從下述詳細說明之觀點中，本發明之目的、特性及優點，對於習於此技藝者而言，將是顯而易知的，其中：

圖 1 係顯示已知的相位增量振盪器之訊號流程圖。

圖 2 係以圖形顯示利用根據二次方仿樣曲線函數 (q u a d r a t i c s p l i n e s) 之波形電路以創造八個標準的「O P L 3」波形之基礎。

圖 3 係以圖形顯示利用根據二次方仿樣曲線函數 (q u a d r a t i c s p l i n e s) 之波形電路之創造八個標準的「O P L 3」波形。

圖 4 係顯示根據二次方仿樣函數之波形電路的硬體實施之方塊圖。

圖 5 係顯示根據二次方仿樣函數波形電路中用於八個「O P L 3」波形之訊號關係。

圖 6 係顯示已知的第一階 F I R 高通濾波器之訊號流程圖。

圖 7 係顯示本發明之一實施例的訊號流程圖。

圖 8 係顯示本發明於自我調變形式中的訊號流程圖。

圖 9 係顯示本發明於串級形式中的訊號流程圖。

圖 1 0 係在多頻道即時硬體中實施的本發明之方塊圖。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(8)

發明之詳細說明

在本發方法及裝置被說明之前，必需瞭解本發明並不限於此處所述之特別裝置或方法，當然，對習於此技藝者而言，可對其改變之。也必需瞭解，此處所用之術語僅是爲了說明特別實施例之用而已，並未企圖限制僅由申請專利範圍所限制的本發明範圍。

必需注意，如同本說明書及申請專利範圍中所使用的一般，「a (一)」、「an (一)」、「the (冠詞)」等單數形式包含複數事物之涵義，除非文中清楚地說明其它涵義。

除非有其它定義，否則此處所使用的所有技術及科學用詞對習於本發明所屬之領域者所共同瞭解的一樣，具有相同之意義。雖然，類似或等同於此處所述之任何方法或材料於本發明之實施或測試中是有用的，但是，較佳實施例及材料將說明如下。此處所提之公告及專利會於此一併作爲參考。

本發明提供一種方法及裝置，在帶有高通濾波器之真正頻率調變實施中以調變器輸出 ω_m 取代乘法。調變器輸出並非明顯地乘以C h o w n i n g於其論文中所建議的 ω_m ，相反地，調變器輸出會通過一具有每八音度6 d B截止斜率之第一階高通濾波器。此一截止斜率意指在調變器頻率中每增加一八音度，則振幅會變成兩倍。

如同習於此技藝者所習知的，此高通濾波操作原則上是同於振盪器輸出的每一正弦諧波成份乘以其自己的頻率

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (9)

。因此，其完成適當因數乘以豐富頻譜波形之每一諧波成份所需之乘法。因此，本發明可以免除煩雜的 ω_m 乘法，同時，也可被用以實施 Chowning MUSIC V 修補公式。其也可以容許快速的時變調變器頻率而不會有經常尺寸化 $I(t)$ 之計算負擔。最後，本發明會產生聲頻上與 Chowning 公式並容之結果並僅需單一頻率輸入被加至載波相位增量振盪器。這結合了使用具有單一頻率輸入之簡單 MUSIC V 型相位增量振盪器之真正「頻率調變」的簡單性與「相位調變」技術的計算優點。

將從圖 1 至 10 說明本發明不同的實施例。首先，將以傳統訊號流程圖之觀點說明這些實施例。

圖 1 係顯示用於簡單相位增量振盪器之流程圖。真正的 MUSIC V 振盪器與大部份後繼的即時合成器會被實施成「相位增量」振盪器。當存在很多這種振盪器的變化時，特別包含眾多用於實施不同 FM 修補之連接拓撲，則振盪器的基本核心保持不變。

在相位增量振盪器中，一相位值會被儲存於暫存器或記憶體中，而且，在每一連續取樣週期，其會被代表振盪器立即頻率的一相位增量增量之。如同對習於此技藝者而言係顯而易知的一般，假使相位增量 (ω_n) 輸入 10 係一遠小於 2π 的常數時，在模數操作器 14 的輸出之訊號將為「鋸齒」波形，其係隨著固定斜率由零至 2π 緩慢增加，然後突然跳回零而再開始上升。因此，此訊號一般被視為「相位鋸齒」。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(10)

雖然，相位增量振盪器通常藉由使用一固定輸入而被用以產生標準相位鋸齒訊號，它們也可以接受時變相角輸入。在任一情形下，所得到的相位輸出接著可藉由多種技術而被轉換成正弦波（或任何其它波形）。舉例而言，在 MUSIC V 中查詢表會被用以使相位鋸齒波轉換成正弦波。

如同習於此技藝者所熟知的一般，相位增量振盪器可以多種方法被實施之。在 MUSIC V 中，它們會以軟體於電腦上執運算而被執行。在此說明書中，它們係被描述成於分時多工電路中執行之。本發明之範圍不應僅限於相增量振盪器之任何特別實施。

在圖 1 中所示之相位增量振盪器，一加法器會將相位增量（ ω_n ）輸出 10 加至每一取樣週期期間之前一相位。模數操作器 14 會取用結果模數 2π 。然後，一延遲操作器 22 會儲存此新相位直至下一取樣週期為止，在此下一取樣週期中上述步驟會被重覆。一波形電路 16 也會接收此相同的相位訊號，其會使用此訊號以產生所需波形。

如上所述，波形電路 16 可使用 ROM 查詢表而被執行之，而且，多種其它技術對習於此技藝者也是顯而易知的。波形電路 16 可被設計成根據模數操作器 14 的輸出而產生任何所需的波形，不論是正弦波或非正弦波。

揭示於 1995 年 4 月 17 日申請的專利申請號 08 / 418,518 之共同申請案中之根據二次方仿樣曲線函數產生波形之方法之一，其可以被用以執行波形電路 16 以產生 Yamaha 公司的「OPL3」合成器晶片 8 個

五、發明說明 (11)

標準的波形。二次方仿樣曲線函數係顯示於圖 2 至圖 5 中。

二次方仿樣曲線函數方法可以完成圖 1 中的波形電路 1 6。圖 2 係光學地顯示根據二次方作樣曲線函數方法之反轉正弦波的產生。雖然，爲了澄清，被輸入至波形電路 1 6 之標準相位鋸齒的實施例有時會被用於二次方仿樣曲線函數方法之詳細說明中，但是，對於習於此技藝者而言，相位角輸入無需受限於標準相位鋸齒波，是顯而易知的；任何相位角輸入可能被使用之。

圖 2 之列 2 a 顯示標準相位鋸齒波之數個週期，其中，時間會延著水平軸變化而振幅會於縱軸上從 + 1 至 - 1 之間變化之。請注意，縱軸已被尺寸化且一固定偏移會被加至從 0 至 2π 之間變化的相位鋸齒之標準視圖；當然，這不會具有可聲頻的結果。

列 2 係顯示標準相位鋸齒波，相位偏移 π 會被加至其本身。換言之，相位鋸齒波已延著水平軸被偏移 180 度。列 2 c 係顯示圖 2 b 中的訊號絕對值。圖 2 d 係顯示在此情形下 $y(t)=1$ ，根據二次仿樣曲線函數方法而與列 2 c 被及化 (ANDed) 之訊號。列 2 e 係顯示及化之結果。最後，列 2 f 係顯示藉由列 2 a 中的訊號乘以列 2 e 中的訊號所取得之二次仿樣曲線函數的最後結果，可看到其接近振幅在 $-1/4$ 至 $1/4$ 範圍內之被反轉正弦波。此爲根據二次仿樣曲線函數方法所取得之第一標準「O P L 3」波形。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (12)

圖 3 係光學地顯示根據二次仿樣曲線函數方法之形成 8 個標準的「O P L 3」波形（波形 # 0 至 # 7）中的每一波形。以圖形顯示於圖 3 中的方法之每一步驟，於說明二次仿樣曲線函數的硬體實施例之操作時，將於下詳細地討論之。圖 3 的行 3 a 係顯示八個波形中的每一波形從 0 至 2π 的一週期。此第一修改會造成原始相位鋸齒波（波形 # 0 至 # 3）、二倍頻率之原始相位鋸齒波（波形 # 4 及 # 5）、一半振幅之原始相位鋸齒波（波形 # 7）或一半振幅之原始相位鋸齒波之加成（波形 # 6）等波形中之任一個。

假使需要時，行 3 c 係顯示相位偏移的被修改相位鋸齒波及其被取得的絕對值，這二種情形均根據二次仿樣曲線函數而得的。列 3 c 係顯示根據二次仿樣曲線函數與行 3 c 修改的相位鋸齒波一起及化之函數，而行 3 e 係顯示行 3 c 及 3 d 的及化結果。最後，行 3 f 顯示二次仿樣曲線函數的最後步驟之結果，行 3 b 乘以行 3 e。請注意，行 3 e 的垂直大小係從 $1/4$ 至 $-1/4$ ，而其它行的垂直大小為 -1 至 1 。

從圖 3 可知，所有 8 個標準的「O P L 3」波形可根據二次仿樣曲線函數方法而被近似之。這可藉由根據二次仿樣曲線函數方法適當地給合修改原始相位鋸齒波輸入的步驟、使結果的相位偏移、取一絕對值、使結果與特定相位鋸齒位元一起及化、及最後的單一乘法等而完成之。請注意被近似化的波形之極性在不影響聲音或波形的諧波內

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (13)

容時會被視成無意義的。但是，如下所述，假使需要時，即使極性也會以所述的電路之次要修改而更正之。

圖 4 係顯示二次仿樣曲線函數方法之細詳硬體實施。一相位角輸入 3 0 0 會提供一輸入予多工器 / 移相器 3 0 4 及控制邏輯 3 1 4。相位角輸入 3 0 0 係一代表被取為模數 2π 的相位之 1 6 位元未符號化值。因此，零相位為 1 6 進位 0 0 0 0，而幾乎為 2π 之相位為 1 6 進位 F F F F。

多工器 / 移相器 3 0 4 係一被繞線成修改過的桶移相器。控制邏輯 3 1 4 會經由一控制訊號 3 1 6 而驅動多工器 / 移相器 3 0 4。在本實施例中，控制訊號具有代表四個可能的多工器 / 移相器功能之二個位元。但是，如同習於此技藝者所熟知的一般，假使需要最佳化電路邏輯時，控制訊號 3 1 6 可具有多於二個位元之位元。

將說明產生每一標準的「O P L 3」波形之步驟。首先，如下詳述，多工器 / 移相器 3 0 4 會於相位角輸入 3 0 0 上操作。用於每一波形之多工器 / 移相器 3 0 4 之輸出訊號會顯示於圖 3 之行 3 b。

在圖 4 中，當控制邏輯 3 1 4 送出二進位 0 0 之控制訊號 3 1 6 予多工器 / 移相器 3 0 4，多工器 / 移相器 3 0 4 會輸出與其所收到的 1 6 位元相位角輸入 3 0 0 完全相同之 1 6 位元訊號。這會產生顯示於圖 3 的行 3 b 之列 # 0 至列 # 3 中的輸出訊號。

當送至多工器 / 移相器 3 0 4 之控制訊號 3 1 6 為二

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (14)

進位 0 1 時，其會使 1 6 位元相位角輸入 3 0 0 左移一位元，避開及忽略最高位元 (M S B)，將新的最低位元 (L S B) 設定為零，並反轉新的 M S B。數學上，這等於將 $\pi / 2$ 加上相位角輸入 3 0 0，將結果乘於 2，然後取得結果模數 2π 。這將產生顯示於行 3 b 的列 # 4 及 # 5 中的輸出訊號。

當送至多工器 / 移相器 3 0 4 之控制訊號 3 1 6 為二進位 1 0 時，其會輸出固定的 1 6 進位 3 F F F。這將產生顯示於行 3 b 的列 # 6 中所示之輸出訊號。

最後，當送至多工器 / 移相器 3 0 4 之控制訊號 3 1 6 為二進位 1 1 時，其會輸出未改變的 1 6 位元相位角輸入 3 0 0 之 1 4 個 L S B 並將輸出訊號的二個 M S B 均設為原始輸入訊號最高位元的下一位元 (亦即位元 1 4) 之反轉。換言之，其會輸出符號被延伸且加上 $\pi / 2$ 的 1 6 位元相位角輸入 3 0 0 的 1 5 個 L S B。這會產生行 3 b 的列 # 7 所示之輸出訊號。

接著，互斥或 (O R) 閘的區 3 1 8 會進一步修改多工器 / 移相器 3 0 4 的 1 6 位元輸出訊號。或斥或區 3 1 8 係由二個區段所構成的。互斥或閘 3 0 6 的第一區段僅會影響多工器 / 移相器 3 0 4 輸出訊號之 M S B，而互斥或閘 3 0 8 的第二區段會影響其它 1 5 個 L S B。

互斥或區 3 1 8 會執行兩功能，相位偏移及絕對值函數之函數近似、或兩者之混合、或兩者均不執行 (通過)。用於每一波形之互斥或區 3 1 8 的輸出訊號係顯示於圖

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (15)

3 的行 3 c 中。

當互斥或區 3 1 8 的二區段所收到的二控制訊號 3 2 0 及 3 3 2 均為邏輯 0 時，不會產生任何改變。此通過操作會被用以產生圖 3 的行 3 c 的列 # 6 及 # 7 中所示的輸出訊號之部份。

當第一控制訊號 3 2 0 為邏輯 0 且第二控制訊號 3 3 2 為 1 時，互斥或區 3 1 8 的輸出訊號 3 2 4 係為多工器／移相器 3 0 4 輸出訊號的一的補數加上 π 。在此情形下，一的補數僅為遠離二的補數之一 L S B，對所需準確度而言，其與乘以 - 1 所取得之結果相同。因此，取一的補數可以被用以產生絕對值函數之函數近似。相位偏移及絕對值操作可被用以產生行 3 c 的列 # 0 及 # 4 中所示之輸出訊號的部份。

當第一控制訊號 3 2 0 為邏輯 1 但第二控制訊號 3 2 2 為邏輯 0 時，由於 M S B 具有有意義的 π ，所以，互斥或區 3 1 8 的輸出訊號 3 2 4 為多工器／移相器 3 0 4 輸出訊號及 π 之總和。因此，此操作可被移以使訊號產生 π 相位偏移。此操作也可被用以產生行 3 c 的列 # 1、# 2、# 3 和 # 5 中所示的所有輸出訊號及列 # 0 和 # 4 中所示的輸出訊號的一部份。

當二個控制訊號 3 2 0 和 3 2 2 均為邏輯 1 時，互斥或區 3 1 8 的輸出訊號 3 2 4 為多工器／移相器 3 0 4 的輸出訊號的一的補數。如上所述，此操作係絕對值函數之函數近似。此操作係被用以產生圖 3 的行 3 c 的列 # 6 及

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (16)

7 中所示的輸出訊號之部份。

接著及開的區 3 1 0 進一步修改互斥或區 3 1 8 的 1 6 位元輸出訊號 3 2 4。送至及區 3 1 0 的控制訊號 3 2 6 可強制其 1 6 位元輸出訊號成為 1 6 進位 0 0 0 0，或不改變它。這將完成圖 3 的行 3 c 中所示之每一訊號與行 3 d 中所示的對應訊號、用於行 3 e 中所示之每一波形之區 3 1 0 的輸出訊號等一起及化。

必需注意，針對此點所述之所有布林邏輯本質上係平行的，而且不需要會要求每一較高階位元被當作較低階位元上的邏輯運算之結果處理的任何加法運算或諸如進位鏈之其它邏輯。因此，此資料處理僅牽涉少數邏輯延遲且可在單一時序週期內被完成。

然後，1 6 位元乘標有二的補數符號 1 6 位元之乘法器 3 1 2 會收到未修改的多工器 / 移相器 3 0 4 的 1 6 位元輸出訊號（如圖 3 之行 3 b 所示）及及區 3 1 0 的 1 6 位元輸出訊號，並將它們相乘之。由於大部份現有的聲頻應用僅使用 1 6 位元訊號，所以僅需乘法器 3 1 2 輸出訊號中 1 6 個 M S B，以致於多工器的縮短形式可被使用之。每一波形之此乘法結果顯示於圖 3 的行 3 f 中。這將完成形成每一標準「O P L 3」波形所需之處理。

如同習於此技藝者所熟知的一般，可視可資利用的多工器之大小而決定是否需要使多工器的自變數中的一個小於 1 6 位元或均小於 1 6 位元，此乃因其會對波形的逼真度具有次要影響所致。此外，諸如全平行多工器、串序多

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (17)

工器或混合平行／串序多工器等任何型式的多工器可被用以完成此功能，也是顯而易知的。

此外，乘法器 3 1 2 輸出訊號絕不會達到其理論上的最大輸出值之四分之一，此乃因其輸入均為半全幅的絕對值時會發生峰值所致。乘法器 3 1 2 輸出訊號 3 2 8 應被刻度化以慮及此點。

如同上述一步驟接一步驟之說明中所顯而易知的，由控制邏輯 3 1 4 所輸出的四個控制訊號 3 1 6、3 2 0、3 2 2 及 3 2 6 必需被適當地設定以形成八個「O P L 3」波形。這些控制訊號 3 1 6、3 2 0、3 2 2 及 3 2 6 係由波形號數 3 0 2 及相位角輸入 3 0 0 的二個 M S B 所決定的。然後，這些控制訊號 3 1 6、3 2 0、3 2 2 及 3 2 6 會適當地控制多工器／移相器 3 0 4、互斥或區 3 1 8、及區 3 1 0 及乘法器 3 1 2 以便從相位角輸入 3 0 0 中創造所需的波形。

根據波形號數 3 0 2 及相位角輸入 3 0 0 的位元 1 5 和 1 4，控制邏輯 3 1 4 會將控制訊號 3 1 6、3 2 0、3 2 2 及 3 2 6 設定於真值表 1 中所示的值。在表 1 中，P H n 標示相位角輸入 3 0 0 的第 n 個位元，以致於，舉例而言，P H 1 5 為最高位元。! 標示邏輯互補而 ^ 標示互斥或。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (18)

表 1

控制訊號真值表

波形號數 控制訊號：

Number	316	320	322	326
#0	00	PH15	!PH15 1	
#1	00	1	0	PH15
#2	00	1	0	1
#3	00	1	0	!PH14
#4	01	PH14	!PH14 PH15	
#5	01	1	0	PH15
#6	10	PH15	PH15	1
#7	11	!PH14 !PH14 PH15^PH14		

圖 5 係以圖形顯示詳述於上用以產生八個「O P L 3」波形中之每一波形之不同步驟。行 5 a 係顯示多工器／移相器 3 0 4 的輸出訊號，行 5 b 係顯示互斥或區 3 1 8 的輸出訊號 3 2 4，行 5 c 係顯示及區 3 1 0 的輸出訊號，而行 5 d 係顯示乘法器 3 1 2 的輸出訊號 3 2 8。請注意行 5 d 的垂直刻度從 $-1/4$ 至 $1/4$ ，而其它行的刻度從 -1 至 1 。

如同圖 3 的行 3 f 及圖 5 的行 5 d 所示，所有的輸出波形，當如上述般被創造時，僅在極性上與所需的「O P L 3」波形相反。被反轉之極性對於這些波形之聲音不產生聲頻影響。但是，可藉由取得輸出波形的互補而產生精確波形，其相位及極性均正確。這可在進一步訊號

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (19)

電路中的多個區域中，例如乘法器 3 1 2 的一部份，被執行之，或由加法電路執行之。如同習於此技藝者所熟知的一般，輸出訊號的一的補數可能足以以此處所述之近似準確度完成此反轉。

圖 4 係提供實施二次仿樣曲線函數方法之電路或硬體。但是，如同習於此技藝者所熟知的一般，二次仿樣曲線函數方法可以以韌體及軟體實施之。

如同上述二次仿樣曲線函數方法中所見，其可使每一標準的「O P L 3」波形被產生而無需大量記憶體或計算。但是如同習於此技藝者所熟知的一般，其會遭受約 2 % 的諧波變形。因此，對於波形近似且不要求波形中具有高準確度之應用中，二次仿樣曲線函數方法之波形電路可比其它方法提供更多優點。

回至圖 1 之說明，一旦圖 1 的波形電路 1 6 已產生其輸出，則乘法器 1 8 會接著將波形電路 1 6 的輸出乘以振幅 (A_n) 輸入 2 4 以產生所需振幅及頻率之聲頻訊號 (Y_n) 輸出 2 0。如同習於此技藝者所熟知的一般，相位增量 (ω_n) 輸入 1 0 可以因時而變。振幅 (A_n) 輸入 2 4 也可以以習於此技藝者所熟知之方式因時而變，以取得諸如破壞 (attack) 及衰減等振幅包絡特性。

圖 6 係顯示第一階 F I R 高通濾波器之流程圖，對習於此技藝者而言，其已是習知多年之事。這些及其它濾波器已總結於 1 9 8 5 年 4 月之論文「Introduction to Filter Theory」 Report No. STAN-M-20 (Stanford

五、發明說明 (20)

University, Center for Computer Research in Music and Acoustics) by Julius O. Smith, reprinted in Digital Audio Signal Processing: An Anthology, edited by John Strawn.

在圖 6 的濾波器中，延遲操作器 3 4 會以一個取樣週期使訊號 (X_n) 輸入 3 0 延遲。然後，減法器 3 2 會將被延遲的輸入自原始訊號輸入 3 0 中扣除之，導致高通濾波輸出 (Y_n) 3 6。請注意，此簡單的高通濾波器僅牽涉一加法且未用到乘法。由於其簡單性，所以可以便宜地將其實施之。但是，如同習於此技藝者所熟知的一般，可以使用多種其它濾波器。

圖 7 係顯示本發明的一實施例之流程圖。在此流程圖中，會使用如同圖 1 所示之相位增量振盪器及如同圖 6 所示之高通濾波器。如同圖 1 之調變相位增量振盪器 5 4 會接收一調變器相位增量 ($\omega_m n$) 輸入 5 0 及時變調變指數 (I_n) 輸入 5 2 並產生一聲頻速率調變器波形輸出。舉一簡單例子而言，在 ω_m 為一常數且調變相位增量振盪器 5 4 被規劃成產生簡單正弦波時，則調變相位增量振盪器 5 4 的輸出近以 $I(t) \sin(\omega_m t)$ 。

然後，如同圖 6 之高通濾波器 5 6 會將此輸出濾波之，此濾波係有效地以輸出之成分頻率乘以輸出本身而達成之。在上述之簡單例子中，高通濾波器 5 6 的輸出近似 $I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)$ 。

接著，一加法器 5 8 會將具有載波相位增量 (ω_c)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (21)

輸入 6 2 之高通濾波器 5 6 的輸出總和之。在上述簡單的例子中，加法器的輸出會近似

$$\omega_c + I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)。$$

最後，一也如同圖 1 之載波相位增量振盪器 6 0 會接收來自加法器 5 8 之總和及時變振幅 (A_n) 輸入 6 4，並根據它們而產生聲頻輸出。聲頻輸出係代表由 FM 合成所產生的樂聲之訊號。在上述簡單例子中，假設載波相位增量振盪器 6 0 被規劃成產生簡單的正弦波，其輸出為近似 $A(t) \sin([\omega_c + I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)] t)$ 。如上述方程式 (2) 所示，數學上，此例子會使相同結果近似 Chowning's MUSIC V 修補。

假使需要的話，調變相位增量振盪器 5 4、高通濾波器 5 6、載波相位增量振盪器 6 0 及加法器 6 0 中的任一個或所有可以被設計成藉由使用分時多工化而利用相同的加法器電路。如同習於此技藝者所認可的，雖然這可能減少所需的邏輯閘數目，但是它可能會耗費電路的速度及效率。因此，此代價應於設計本發明之電路時被考慮到。

如同習於此技藝者所習知的一般，圖 7 的整個電路可以被分時多工化。但是，在減低所需的邏輯閘數目及可取得的速度及效率程度之間必有交換之代價。

最後，如上所述，輸入至相位增量振盪器之相位振盪可以是因時而變的。因此，在圖 7 的電路中，調變器相位增量 (ω_m) 輸入 5 0 及載波相位增量 (ω_c) 輸入 6 2 兩者中之任一個或兩者可因時而變。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (22)

圖 8 及 9 係顯示在流程圖形式中的本發明之額外變化。圖 8 係顯示「自我調變」。在此情形下，相同的振盪器可作為調變及載波相位增量振盪器，而且，相同的 ω_n 可作為調變及載波相位增量。

在圖 8 中，相位增量振盪器會接收一振幅 (A_n) 輸入 8 2 及一相位增量輸入，並會根據它們而產生一音頻輸出。輸入至相位增量振盪器 7 6 之相位增量輸入係一旦其被延遲操作器 7 1 延遲時藉由相位增量振盪器 7 6 的輸出回饋至電路中。相同的聲頻輸出也可被作為代表 FM 合成所產生的樂聲之訊號。如同著名的 FM 合成中的自我調變一般，對習於此技藝者而言，如何在自我調變拓撲中實施本發明係屬熟知的。

當相位增量振盪器 7 6 的輸出被饋送至電路中時，其必需被延遲操作器 7 1 延遲至少一單位以避免電路成為毫無止境的迴路。然後，會使用一回饋移相器 7 0 (移相器係一固定的乘 2^n 之乘法器)，藉由改變回饋輸入 7 8 以產生所需量的訊號。

然後，在加法器 7 4 將高通濾波器 7 2 的輸出加至相位增量 (ω_n) 輸入 8 0 之目前值之後，高通濾波器 7 2 會過濾訊號。然後，此總合會作為相位增量振盪器 7 6 的第一相位增量 (ω_n) 輸入，完成自我調變迴路。

圖 9 係顯示多重串級 FM 振盪器。第一相位增量振盪器 9 4 會接收第一調變頻率 (ω_{m1}) 輸入 9 0 及第一調變指數 (I_1) 輸入 9 2，並根據它們而產生一輸出，然

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (23)

後，其會通至第一高通濾波器 9 6。第一加法器 9 8 會將第一高通濾波器 9 6 的輸出加上第二調變器頻率 (ω_{m2}) 輸入 1 0 0。

然後，第二相位增量振盪器 1 0 4 會藉由接收來自第一加法器 9 8 的總和及第二調變指數 (I_2) 輸入 1 0 2 而繼續串級調變。第二高通濾波器 1 0 6 會在第二加法器 1 0 0 將第二調變振盪器 1 0 4 的輸出加上載波頻率 (ω_c) 輸入 1 1 0 之後，將其濾波之。

最後，第三高相位增量振盪器 1 1 4 會根據第二加法器 1 0 8 的總和及振幅 (A_n) 輸入 1 1 2 而產生聲頻輸出。此聲頻輸出係代表樂聲之訊號，其已由兩個調變頻率所調變過。在一簡單例子中， ω_c 、 ω_{m1} 及 ω_{m2} 均為常數，而且，三個相位增量振盪器 9 4、1 0 4 及 1 1 4 均被規劃成產生簡單正弦波，以公式表示之，聲頻輸出近似：

$$A(t)\sin([\omega_c + I_1(t)\omega_{m1}\sin(\omega_{m1}t) + I_2(t)\omega_{m2}\sin(\omega_{m2}t)]t)$$

如同習於此技藝者所習知的一般，此種串級型式可以被用以產生特別的複合及頻譜豐富之波形。如同習於此技藝者也習知的一般，可單純地藉由調變相位增量振盪器、加法器及高通濾波器相加而以所需的多層執行串級化。事實上，由於單一加法器可以藉由使用分時多工化而被用以完成整個電路的所有加法，所以，在此情形下，僅有調變

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (24)

相位增量振盪器及高通濾波器的對偶必需被相加以便加上串級的另一層。

這些流程圖顯示本發明如何在多種 F M 拓撲中被應用之實施例。如同習於此技藝者所習知的一般，它們可以以進一步的任意及複合方式結合，以產生多種調變波形。

圖 10 係顯示本發明的多頻道即時硬體實施之功能方塊圖，其支援很多選擇性地相連之振盪器。在本實施例中，電路會使用振盪器及狀態層處之分時多工化而操作之。

使用振盪器層的多工化意指每一振盪器當參數記憶體 138 提出要求時會藉由存取它們的參數而於「虛擬電路」中被實施，而非將每一振盪器當作電路實施之。如同習於此技藝者所習知的一般，振盪器可以被輕易地以其它方式被實施之，例如將每一振盪器「實體繞線 (hardwiring)」以致於每一振盪器具有其自己專屬的電路。不同實施之間的交換代價通常為電路簡單性及電路操作效率之間的交換。

由於此實施並未限制所使用的振盪器數目，所以，調變的數個層可以被串級之。但是，最簡單的情形為只有二個振盪器被使用時，一者為調變相位增量振盪器，一者為載波相位增量振盪器。在說明此實施例時，只有二個振盪器的簡單例子會被使用，其如圖 7 之訊號流程圖所示。此外，下述說明也會假設 ω_c 及 ω_m 均為常數而且二個振盪器均會被規劃成產生簡單的正弦波。但是，必需注意本發明也允許其它波形被使用之。波形的選擇僅受被實施的波形

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (25)

電路 1 5 8 的規劃所限制。

將使用上述說明之簡單例子說明圖 1 0 的操作。首先，時序產生器 1 3 6 會提供電路基本時序。時序產生器 1 3 6 會以取樣速率的 $K S$ 倍產生時序訊號，其中， K 為被實施的振盪器之數目（在此例中 $K = 2$ ）而 S 為每一振盪器的時序數目或狀態數目。如同習於此技藝者所習知的一般， K 及 S 會被邏輯及記憶體的速度限制於給定的取樣速率。

時序產生器 1 3 6 會驅動一狀態計數器 1 3 4，該計數器係由兩個區段所構成的。狀態計數器 1 3 4 的最低部份會將每一振盪器的處理週期分割成 S 狀態，每時序脈沖一個。計數器的最高部份會提供一正被處理的虛擬振盪器計數。在此處所述之簡單實施例，只有單一位元會被需要以計數二個振盪器。計數器滿溢表示完成一取樣頻率。

圖 1 0 的電路含有三記憶體。首先，一參數記憶體 1 3 8 含有用於二振盪器之控制參數。這些參數可以包含諸如相位增量（均用於調變器及載波）、振幅、包絡時間常數和接通訊號、振動音和顫音數量、波形和用於振盪器之連接資訊等資料。一控制電腦或微處理器可以藉由電腦序列發生器或其它裝置而寫入此資料以回應可由鍵盤即時產生的所需音樂旋律。每一個這些變數必需被一應用程式以習於此技藝者所習知之方式設定之。

參數記憶體位址控制邏輯 1 4 0 會控制參數記憶體 1 3 8 之存取。在每一振盪器的處理週期中，不同的參數

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (26)

可以在不同狀態期間被存取並即時被存於適當的參數鎖存器 1 4 2 之中以作為計算電路計算目前的振盪器之目前取樣點之用。控制電路或微處理器會於藉由解碼狀態 S 而決定不需拿取參數資料之狀態期間，經由資料輸入 1 3 0 而將新的資料寫入參數記憶體 1 3 8。在那些狀態期間，參數記憶體位址邏輯 1 4 0 也會經由位址輸入 1 3 2 將參數記憶體 1 3 8 的寫入位址設定於控制電腦所提供的參數位址。

除了參數記憶體 1 3 8 之外，尚有其它二記憶體。相位記憶體 1 5 4 會將取為模數 2π 之相位儲存以作為二振盪器之用。延遲記憶體 1 6 6 會儲存二個振盪器中的每一振盪器的輸出的兩個取樣。這兩個記憶體的內容會於個別振盪器的處理期間被使用。

在圖 1 0 中，參數及延遲記憶體係顯示成分開的。如同習於此技藝者所習知的一般，在某些實施中，結合參數、相位及／或延遲記憶體中的任一或所有而成為一或更多記憶單元可能是有利的。

將藉由說明由調變（振盪器 0）及載波（振盪器 1）振盪器對特別取樣點之處理，而討論圖 1 0 的電路之一步接一步操作。首先，振盪器 0 對新取樣點的處理將被說明之，振盪器 0 係為圖 7 之調變相位增量振盪器 5 4。

必需注意，在每一振盪器的處理期間，用於參數記憶體 1 3 8 的位址邏輯 1 4 0 會使得用於調變振盪器之八個參數根據自狀態計數器 1 3 4 所接收到的一訊號而被存取

五、發明說明 (27)

之，而且，它們會被讀入適當參數鎖存器 1 4 2。這無需一次發生，只要每一參數鎖存器被設定於其被使用之前的某一點即可。不同參數鎖存器 1 4 2 a 至 1 4 2 h 的內容及它們如何被用於電路操作中，將詳述於下。

為產生用於新取樣點之振盪器 0 的相位，用於前一取樣點之累加相位必需被加上相位增量。在此處所述之簡單例子中，此總和會變成 $\omega_c t$ 項。為了計算此總和，用於延遲記憶體 1 6 6 之位址邏輯 1 6 8 會使得用於振盪器 0 的前一相位輸出被輸出，而且，其會通過移相器 1 7 4、多工器 1 4 6 及加法器／減法器 1 5 0，它們之中沒有任何一個會修改此輸出，然後會到達相位累積器 1 5 2，其會被存於此累積器中。

一旦完成此步驟，根據用於包含於第八參數鎖存器 1 4 2 h 中且用於振盪器 0 之控制參數，控制邏輯 1 4 8 會使多工器 1 4 6 會第四參數鎖存器 1 4 2 d 中存取用於振盪器 0 之相位增量，此相位增量在此處所描述之簡單例子中為 ω_m 。然後，多工器 1 4 6 會傳送相位增量 (ω_m) 作為加法器／減法器 1 5 0 之一輸入，同時，控制邏輯 1 4 8 和及閘 1 4 4 的一區會使得被存於相位累積器 1 5 2 中的前一相位被傳送以作為加法器／減法器 1 5 0 其它輸入，此加法器／減法器會將兩數量相加。

請注意，此加法可以執行模數 2π ，此模數 2π 會將相位累積器字的大小刻度化成 2π 。此加法的結果為用於振盪器 0 的新相位，或用於新取樣點的 $\omega_m t$ ，此結果接

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (28)

著會被存回相位記憶體 1 5 4 。

接著， $\sin(\omega_m t)$ 必需被計算之。這是藉由波形電路 1 5 8 而被執行的，此電路會從相位記憶體 1 5 4 取得用於振盪器 0 之相位並根據含於第三鎖存器 1 4 2 c 內的波形參數而將其轉換成所需波形。在此處所述之簡單例子中，波形電路 1 5 8 的輸出為用於新取樣點的 $\sin(\omega_m t)$ 。

雖然，上述之相位增量操作及波形操作被描述成順序發生，但是，其可以為一較佳的電路設計以使二個操作同時發生，以致於兩個取樣點可以由電路一次同時處理之。藉由平行執行這兩個操作而非順序處理，可使電路速度最佳化。但是，這將需要付出更複雜控制設計之代價以使平行操作致動之。

然後，一包絡產生器 1 6 0 會從第一參數鎖存器 1 4 2 a 取得關於開關狀態（開或關）和破壞、衰減、保持及釋放參數等資訊，並計算用於振盪器 0 之目前包絡值。一振幅邏輯區 1 6 2 會取用此目前包絡值、取得儲存於第二參數鎖存器 1 4 2 b 中的振幅參數、並根據這些值計算用於新取樣點之振盪器 0 的振幅。然後，一振幅乘法器 1 6 4 會將波形電路 1 5 8 的輸出乘以振幅。振幅乘法器 1 6 4 的輸出，在此處所述之簡單例子中為 $I(t) \sin(\omega_m t)$ ，然後會被儲存於延遲記憶體 1 6 6 中，取代二倍的先前輸出取樣。

其餘電路會使得用於相同取樣之振盪器的輸出及先前

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (29)

的振盪器之輸出可以總和之。這是藉由輸出控制邏輯 172、及閘 176 的區、及一加法器而完成的。此外，累積器 180 會維持所有振盪器的輸出之累積總數。在此處所述之簡單例子中，這些操作是無需的，而且，不使用此電路。如同習於此技藝者所習知的一般，當一和諧音中的數個音以每一音具有其自己的調變及載波振盪器的集合而被同時產生時，可使用此電路。在這些情形下，數個振盪器的結果會跟隨不同振盪器或振盪器組的不同處理而被總和之。

這會完成用於振盪器 0 的新取樣點之處理，然後，會對載波振盪器，振盪器 1，開始相同的處理。但是，因為振盪器 0 的輸出必需被振盪器 1 高通濾波並使用之，用於振盪器 1 的新取樣點之處理是有些複雜。請注意，在振盪器 1 的參數於針對振盪器 1 的處理期間被存取時之前的某時點處，用於振盪器 1 的參數必需自參數記憶體 138 被讀入參數鎖存器 142，取代用於振盪器 0 之參數。

由振盪器 1 對新取樣點的處理會藉由對用於振盪器 1 的任何調變振盪器的輸出作高通濾波而開始之。被鎖存於第七參數鎖存器 142 g 的資訊會決定那一個振盪器，假使有任何一個，可作為用於載波振盪器之調變器。在此處所述之簡單例子中，第七參數鎖存器 142 g 會標示振盪器 0 為用於振盪器 1 之調變振盪器。

如同圖 6 之高通濾波器之訊號流程圖所示，對振盪器 0 的輸出所作之高通濾波會需要兩個振盪器 0 的最接近取

五、發明說明 (30)

樣輸出。這兩個輸出會被儲存於延遲記憶體中。當於下述處理期間被要求時，這兩個值會自延遲記憶體 1 6 6 中被取出並輸入至多工器 1 4 6。

假使自我調變正被執行時，如有需要，移相器 1 7 4 會被用以衰減這些被延遲的訊號。因為此處所述之簡單例子中並未包含自我調變，所以，移相器 1 7 4 並未於此例中被使用。但是，如同於習於此技藝者所習知的一般，使用含於第六參數鎖存器 1 4 2 f 中的回饋常數之移相器 1 7 4 可被用以執行圖 8 所示之訊號流程圖之自我調變，係屬顯而易知的。

為產生用於新取樣點之被高通濾波的振盪器 0 的輸出，在調變振盪器的兩個先前取樣輸出之差異必需被計算之。在此處所述之簡單例子中，計算此差異會導致近似於乘以 ω_m 。因此，對於新取樣點而言，結果為近似於

$$I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)。$$

為計算此差異，用於延遲記憶體 1 6 6 的位址邏輯 1 6 8 會使得用於振盪器 0 之先前輸出被輸出，而且，其會通過移相器 1 7 4、多工器 1 4 6 及加法器／減法器 1 5 0，它們之中沒有一個會修改此輸出，然後，此輸出會到達相位累積器並存於其中。一旦完成此步驟，控制邏輯 1 4 8 會使多工器 1 4 6 存取用於新取樣點之振盪器 0 的輸出，此輸出係來自延遲記憶體 1 6 6，為

$I(t) \sin(\omega_m t)$ 。多工器 1 4 6 會傳送此下一取樣輸出以作為加法器／減法器 1 5 0 之輸入，同時，控

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

綑

五、發明說明 (31)

制邏輯 1 4 8 和及閘 1 4 4 的一區會使現存於相位累積器 1 5 2 中之先前取樣輸出被傳送為加法器／減法器 1 5 0 之其它輸入，此加法器／減法器 1 5 0 會自用於新取樣點的振盪器 0 的輸出中扣除振盪器 0 的先前取樣輸出。在此處所述之簡單實施例中，結果近似

$$I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)。$$

接著，為產生用於新取樣點之振盪器 1 的相位，用於振盪器 1 的先前取樣點之累積相位必需被加至用於振盪器 1 的相位增量之總和（此總和為 ω_c ）及被高通濾波的振盪器 1 的調變振盪器（振盪器 0）之輸出，此輸出為

$$I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)。對新的取樣點而言，此總和變成近似 $[\omega_c + I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)] t。$$$

為了計算此總和，用於延遲記憶體 1 6 6 之位址邏輯 1 6 8 會使其輸出用於振盪器 1 的先前相位輸出，然後，此輸出會通過移相器 1 7 4 及多工器 1 4 6，它們之中沒有一個會修改此輸出，然後，此輸出會到達加法器／減法器 1 5 0，此加法器／減法器 1 5 0 會將此輸出加至相位累積器 1 5 2 的內容。在此處述之簡單例子中，那些內容為被高通濾波之振盪器 0 的輸出，或

$$I(t) \omega_m \sin(\omega_m t)。此步驟之完成係藉由使多工器 1 4 6 傳送用於振盪器 1 的先前取樣輸出作為加法器／減法器 1 5 0 之一輸入，同時，控制邏輯 1 4 8 和及閘 1 4 4 的區會使得被儲存於相位累積器 1 5 2 中的先前總和被傳送以作為將兩數量相加之加法器／減法器 1 5 0 之$$

五、發明說明 (32)

其它輸入，而達成的。如同前述，此新總和會被儲存於相位累積器 1 5 2 中。

最後，多工器 1 4 6 會從第四參數鎖存器 1 4 2 d 中取得用於振盪器 1 的相位增量 (ω_c)。多工器 1 4 6 會傳送相位增量 (ω_c) 以作為加法器／減法器 1 5 0 之一輸入，同時，控制邏輯 1 4 8 和及閘 1 4 4 的區會使得被儲存於相位累積器 1 5 2 中的先前總和被傳送以作為將兩數量相加之加法器／減法器 1 5 0 之其它輸入。

請注意，任一或所有上述之加法和減法可以模數 2π 執行之，此模數係將相位累積器字的大小刻度化為 2π 。所有這些加法及減法的結果為用於振盪器 1 的新相位，或用於新取樣點之 $[\omega_c + I(t)\omega_m \sin(\omega_m t)]t$ ，然後，其會被存回相位記憶體 1 5 4。

然後，必需為新取樣點計算

$\sin(\omega_c + I(t)\omega_m \sin(\omega_m t)]t)$ 。這是由波形電路 1 5 8 所執行的，此波形電路 1 5 8 會從相位記憶體 1 5 4 取得用於振盪器 1 之相位並根據包含於第三參數鎖存器 1 4 2 c 中的波形參數將其轉換成所需的波形。在此處所述之簡單例子中，波形電路 1 5 8 的輸出近似用於新取樣點之

$\sin(\omega_c + I(t)\omega_m \sin(\omega_m t)]t)$ 。如上所述，雖然，上述之相位增量操作及波形操作被描述成順序發生，但是，在最佳設計中，電路可以使二個操作同時發生。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (33)

然後，包絡產生器 1 6 0 會從第一參數鎖存器 1 4 2 a 取得關於開關狀態（開或關）和破壞、衰減、保持及釋放參數等資訊，並計算用於振盪器 0 之目前包絡值。振幅邏輯區 1 6 2 會取用此目前包絡值、取得儲存於第二參數鎖存器 1 4 2 b 中的振幅參數、並根據這些值計算用於新取樣點之振盪器 1 的振幅。然後，一振幅乘法器 1 6 4 會將波形電路 1 5 8 的輸出乘以振幅。振幅乘法器 1 6 4 的輸出，在此處所述之簡單例子中近似 $A(t) \sin(\omega_c + I(t) \omega_m \sin(\omega_m t))$ ，然後會被儲存於延遲記憶體 1 6 6 中，取代用於振盪器 1 之二倍的先前輸出取樣。

如上所述，其餘電路會使得用於相同取樣之振盪器的輸出及先前的振盪器之輸出總和之。在此處所述之簡單例子中，這些操作是無需的，而且，不使用此電路。

在二振盪器均被處理過之後，根據第五參數鎖存器 1 4 2 e 的內容，輸出控制邏輯 1 7 2 會使得累積器 1 8 0 的內容被傳送至聲頻輸出鎖存器 1 8 2，並使得累積器 1 8 0 藉由使用及閘 1 7 6 而被清除。然後，會針對始於振盪器 0 的新取樣開始處理。以此方式，代表合成樂聲之訊號會於聲頻輸出鎖存器 1 8 2 處被產生，於此，其可適當地被放大，並被用以驅動喇叭，於此，樂聲可被聽到。此 FM 合成處理係即時發生的。

如上所述，根據此說明書之說明，圖 1 0 的電路會以習於此技藝者所習知之方式被用以支援多種 FM 拓撲，例

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (34)

如自我調變、串級及同時產生數種旋律。也如上所述，諸如振動音和顫音等音調品質也可藉由結合習於此技藝者所習知之技術與此說明書之說明以改變 ω_c 、 ω_m ，而於本發明中被實施之。

最後，應注意，參數會以多種格式被儲存於參數記憶體 1 3 8 之中，此參數記憶體 1 3 8 可與現存合成器並容。在此情形下，會需要加法邏輯以便將參數鎖存器 1 4 2 中的資料譯成正確格式。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

繪

四、中文發明摘要 (發明之名稱： 使用濾波器以調頻合成樂聲之方法)
及裝置

本發明係提供一種合成樂聲之電路。在一實施例中，電路包含第一階 F I R 高通濾波器，其會被置於調變相位增量振盪器及載波相位增量振盪器之間。發明也包含波形電路、加法器、乘法器、分時多工化及其它型式的濾波器。發明的另一實施例提供一種樂聲合成方法，其中，調變相位增量會被乘以調變指數以產生調變訊號。然後，該調變訊號會濾波之並被加至載波相位增量。最後，此總和會乘以振幅包絡以產生代表樂聲之訊號。此方法可能包含使用第一階 F I R 高通濾波器、將正弦波及非正弦波均波形化、額外的相乘及分時多工化。發明也包含自我調變及串級化。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

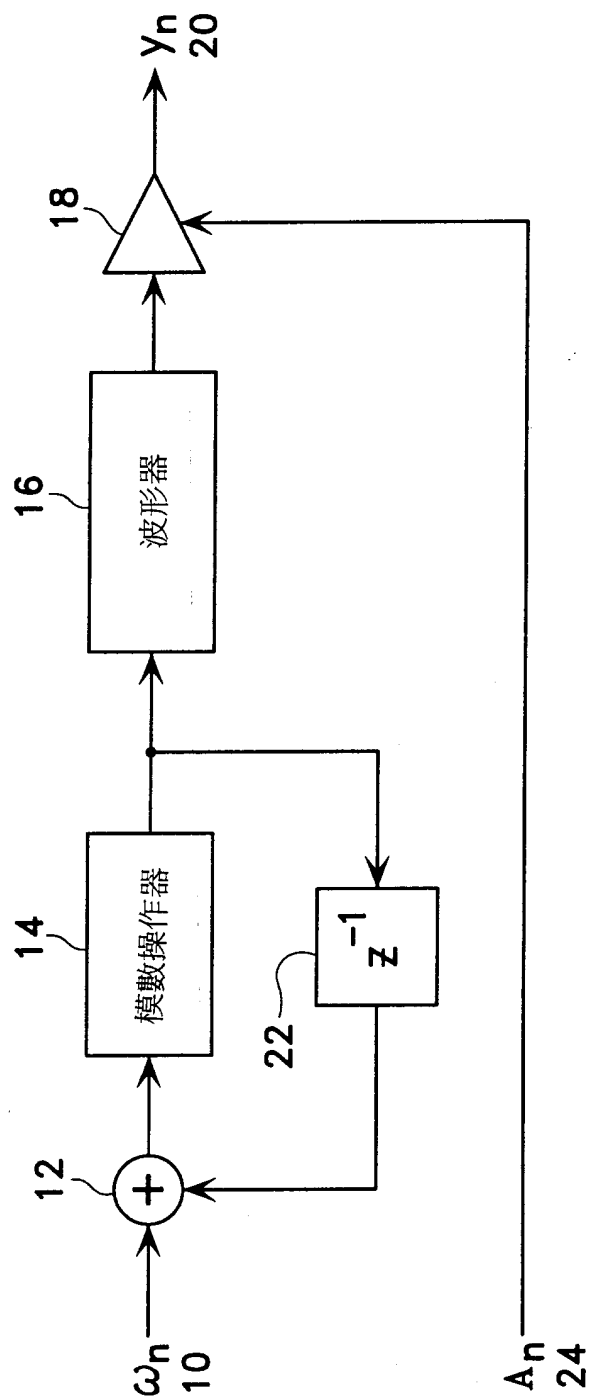
線

英文發明摘要 (發明之名稱：

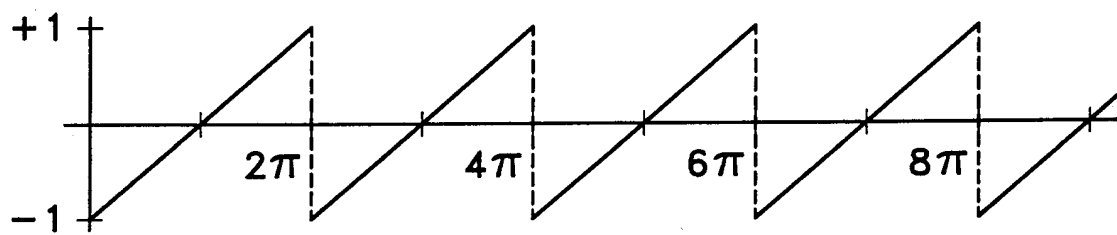
METHOD AND APPARATUS FOR SYNTHESIZING MUSICAL SOUNDS
BY FREQUENCY MODULATION USING A FILTER

ABSTRACT OF THE DISCLOSURE

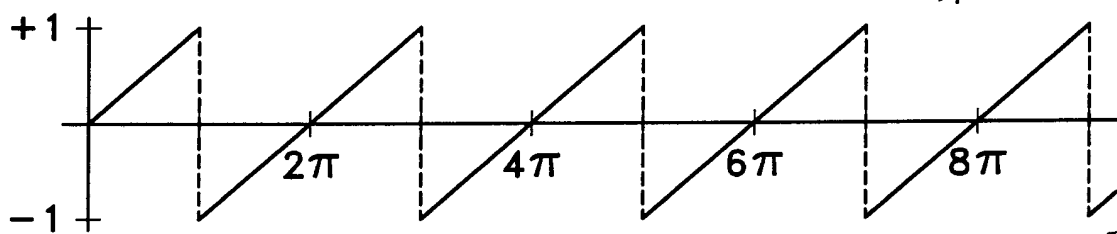
This invention provides a circuit for synthesizing musical sounds. In one embodiment, the circuit includes a first order FIR highpass filter that is placed between a modulation phase increment oscillator and a carrier phase increment oscillator. The invention may also include waveshaping circuits, adders, multipliers, time division multiplexing, and other types of filters. Another embodiment of the invention provides a music synthesis method where a modulation phase increment is multiplied by a modulation index to produce a modulation signal. That modulation signal is then filtered and added to a carrier phase increment. Finally, that sum is multiplied by an amplitude envelope to produce a signal representing a musical sound. The method may include using a first order FIR highpass filter, waveshaping of both sinusoidal and non-sinusoidal waveforms, additional multiplying and time division multiplexing. The invention also includes self-modulation and cascading.



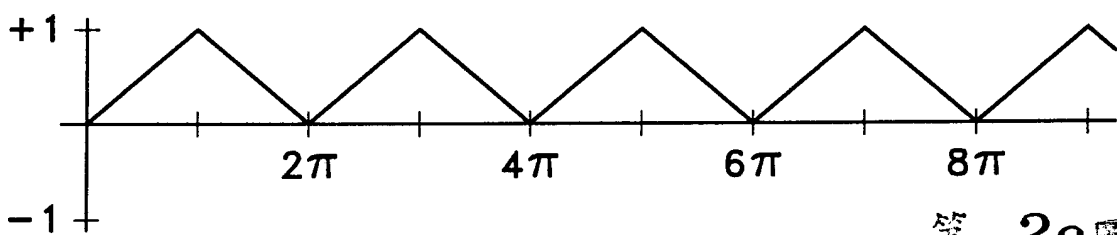
第 1 圖

$2/9$ 

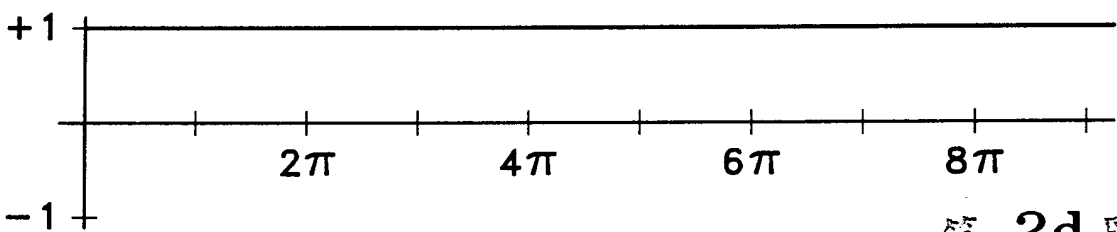
第 2a 圖



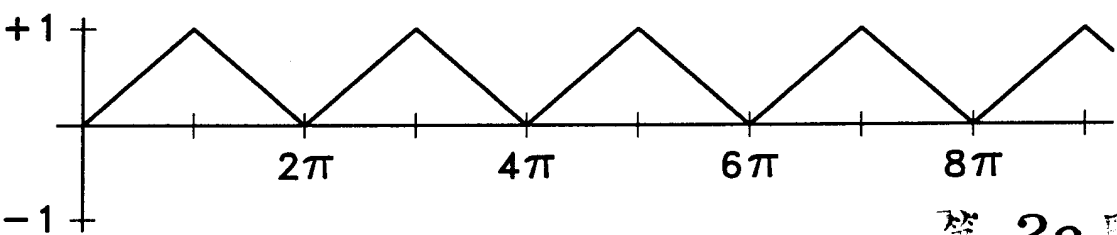
第 2b 圖



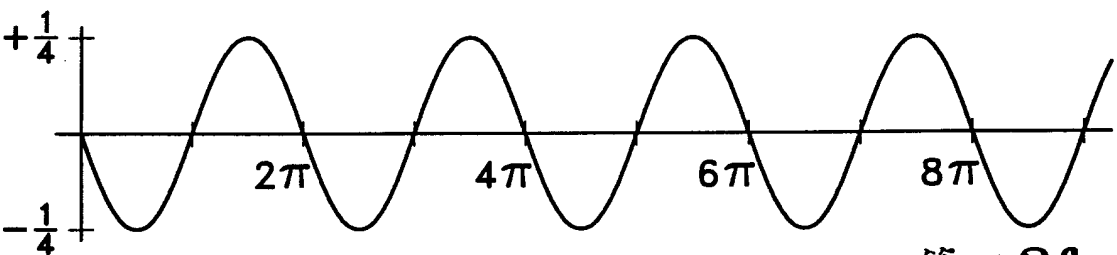
第 2c 圖



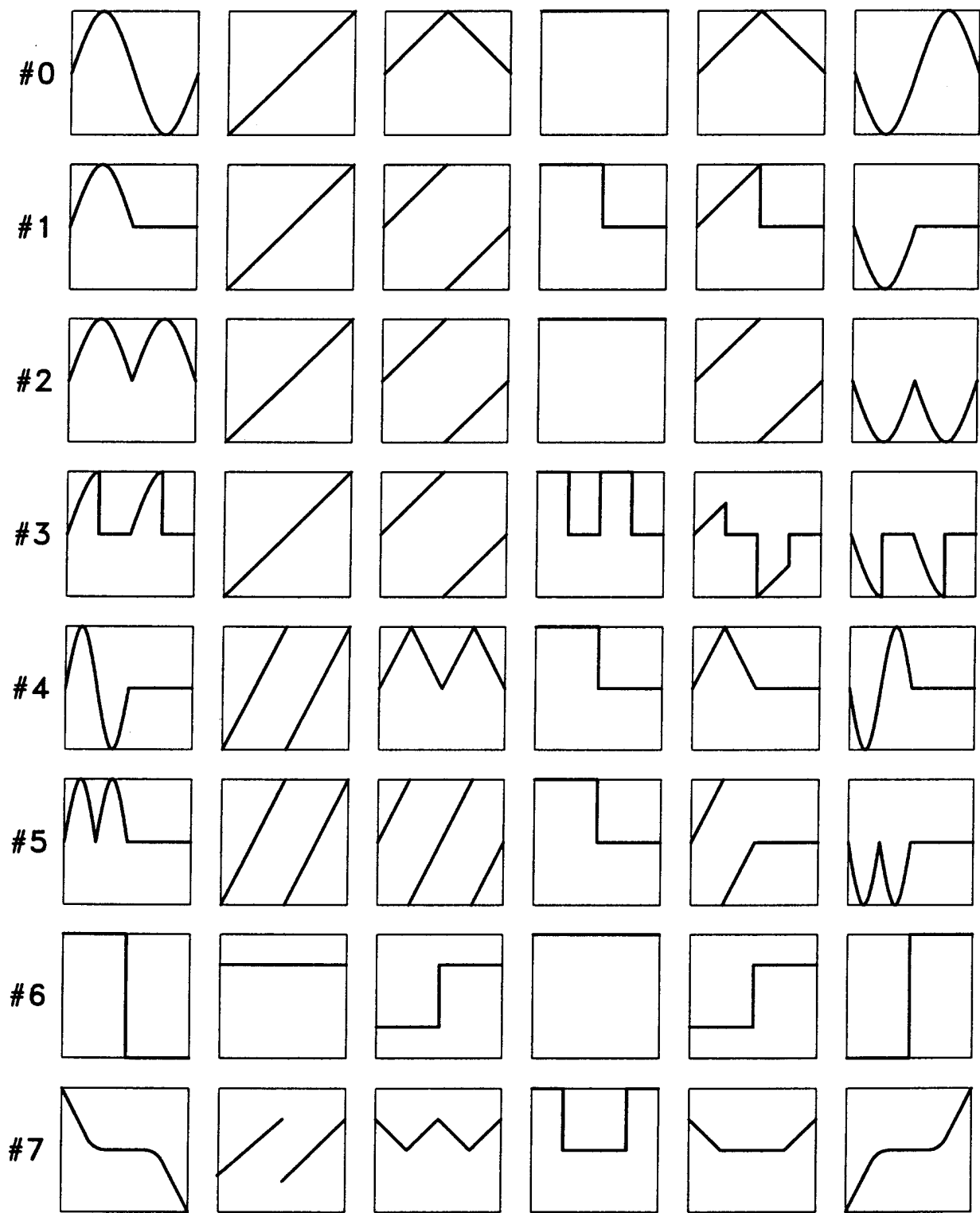
第 2d 圖



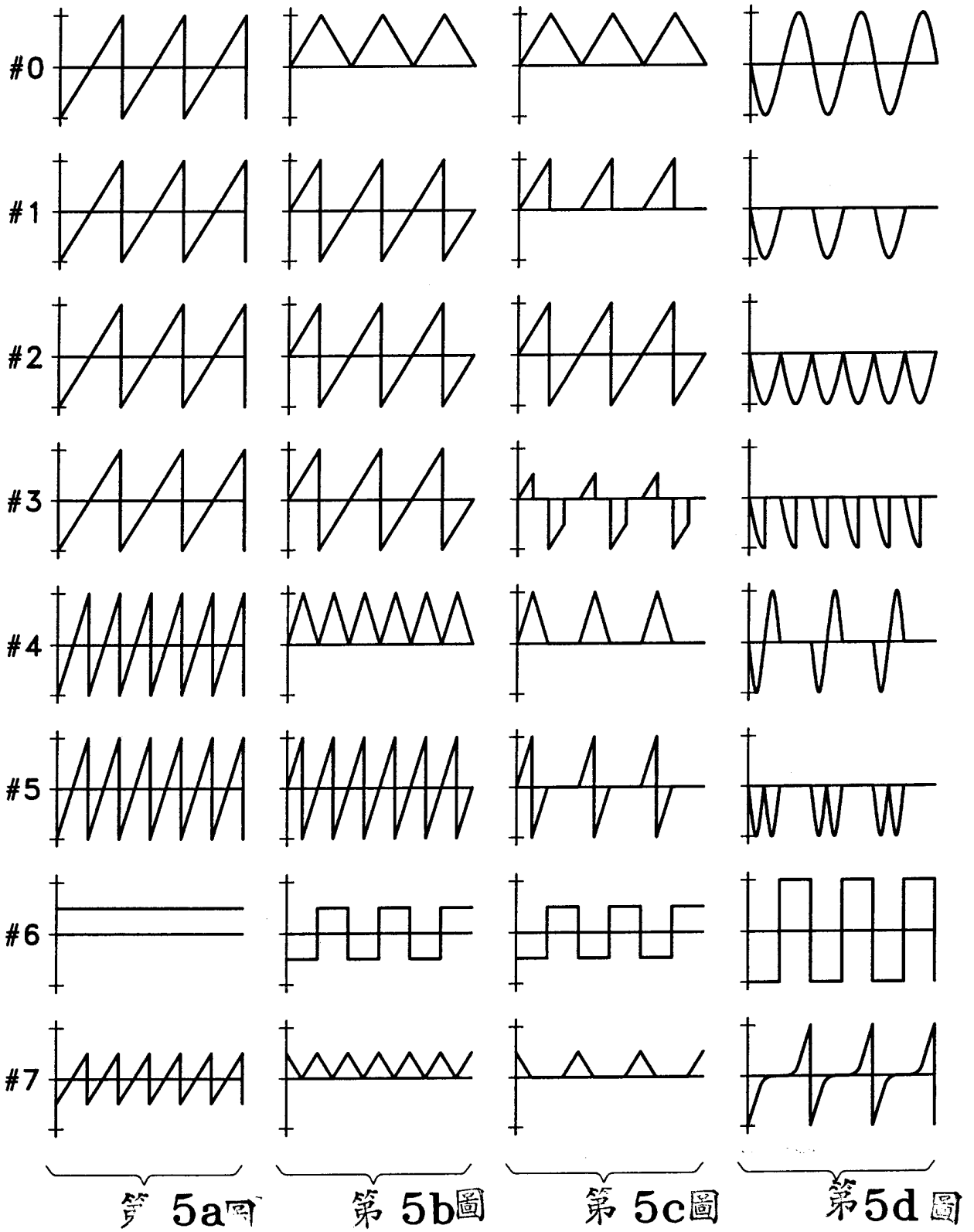
第 2e 圖

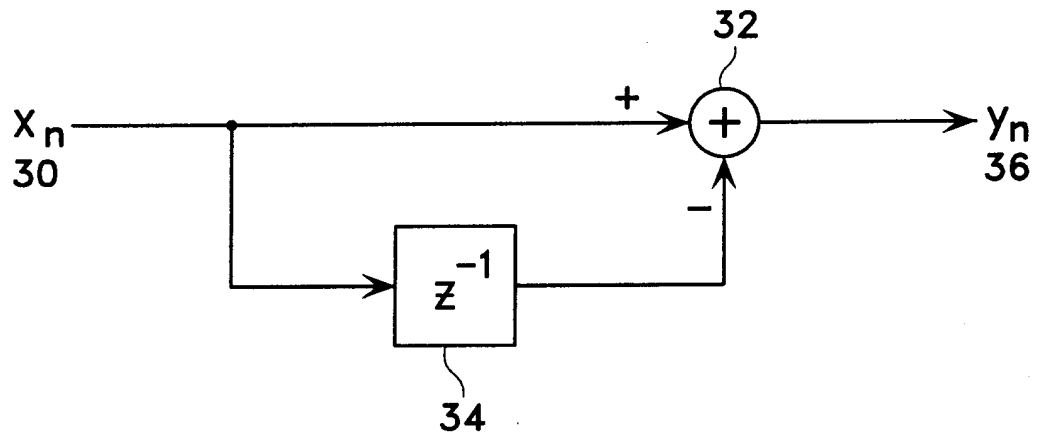


第 2f 圖

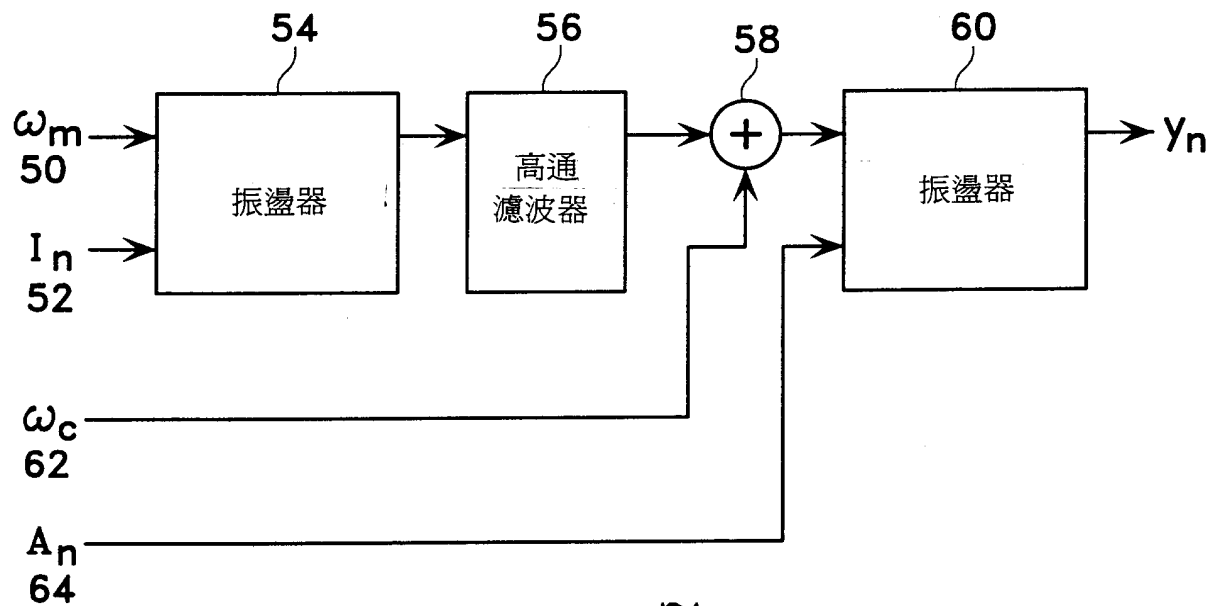


第 3a圖 第 3b圖 第 3c圖 第 3d圖 第 3e圖 第 3f圖

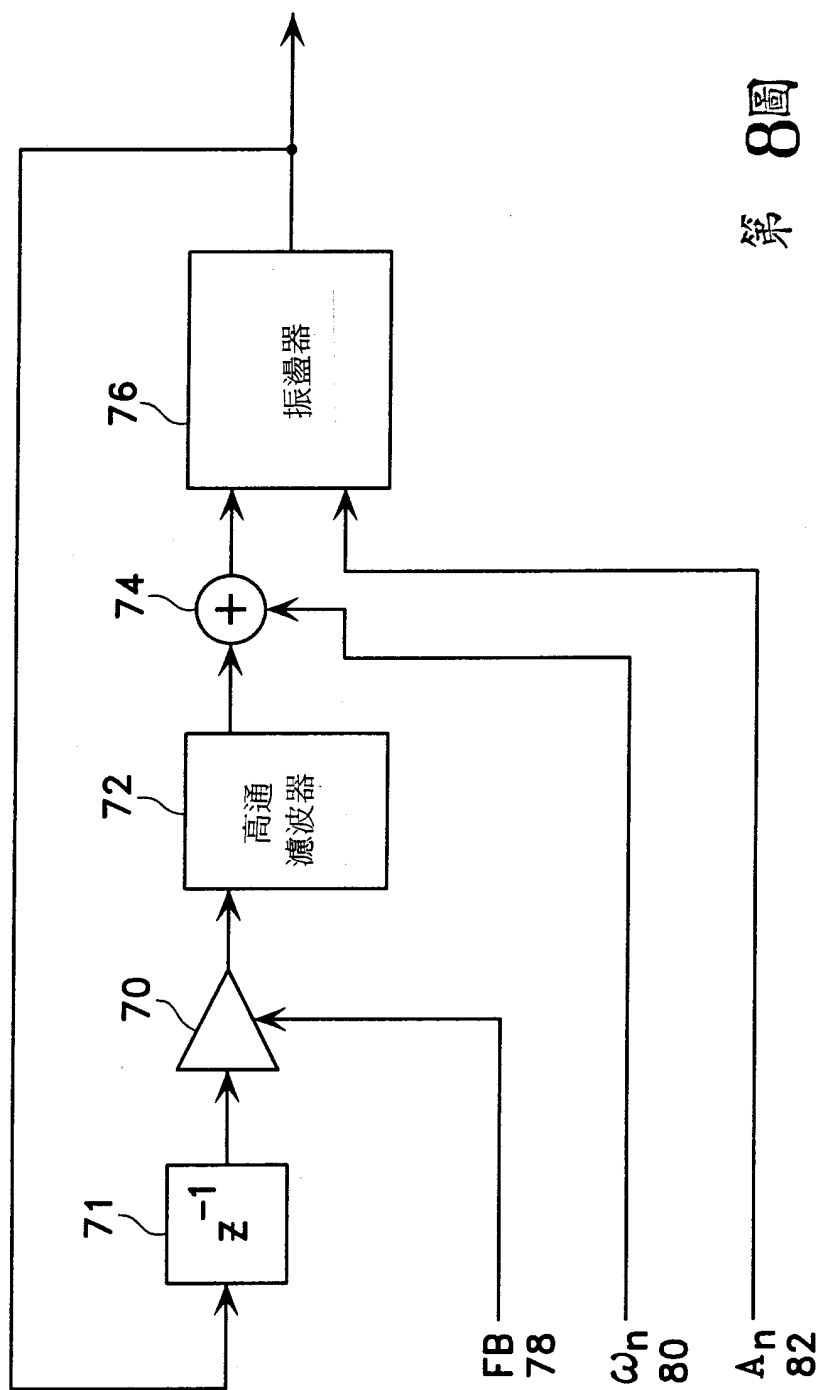




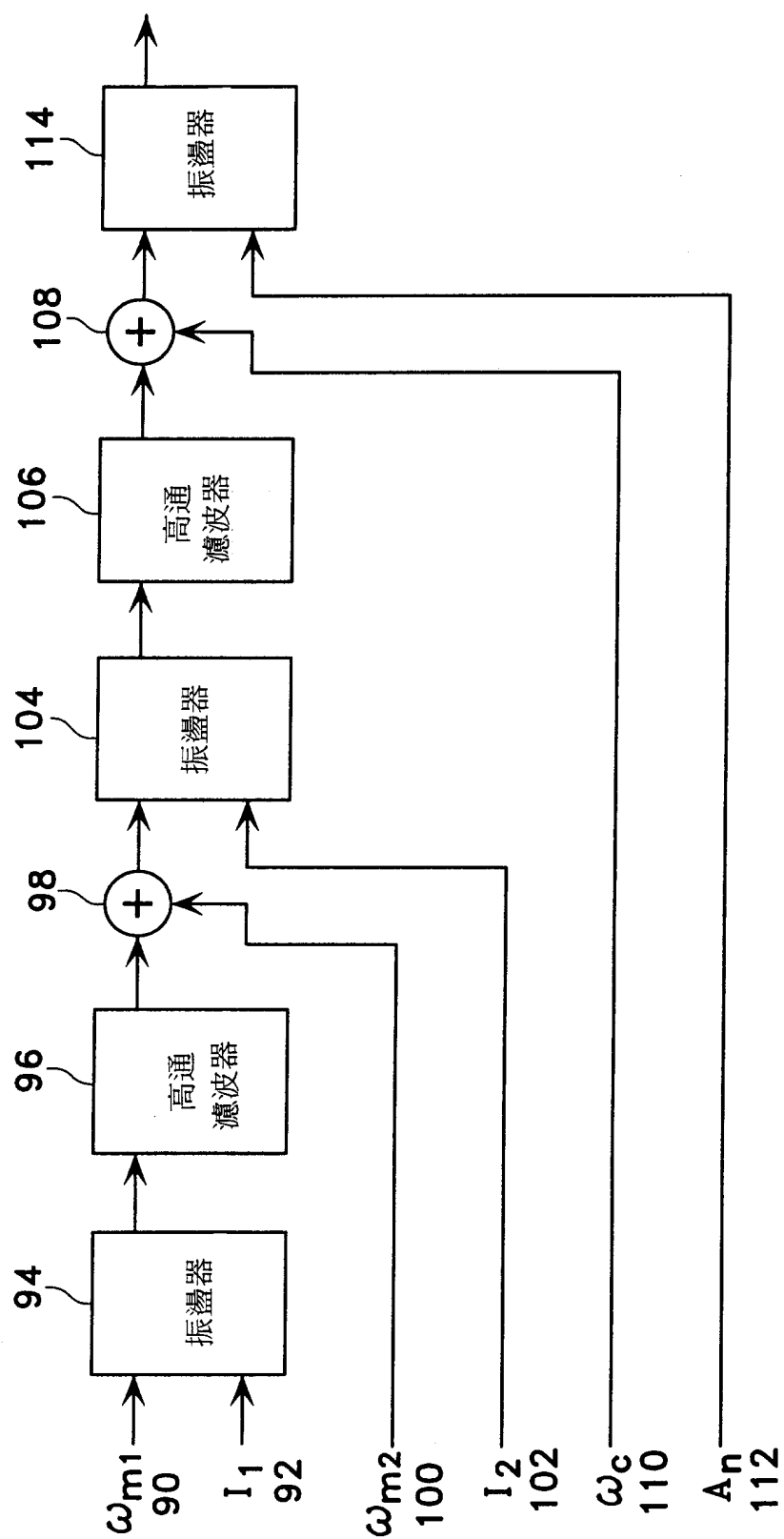
第 6 圖



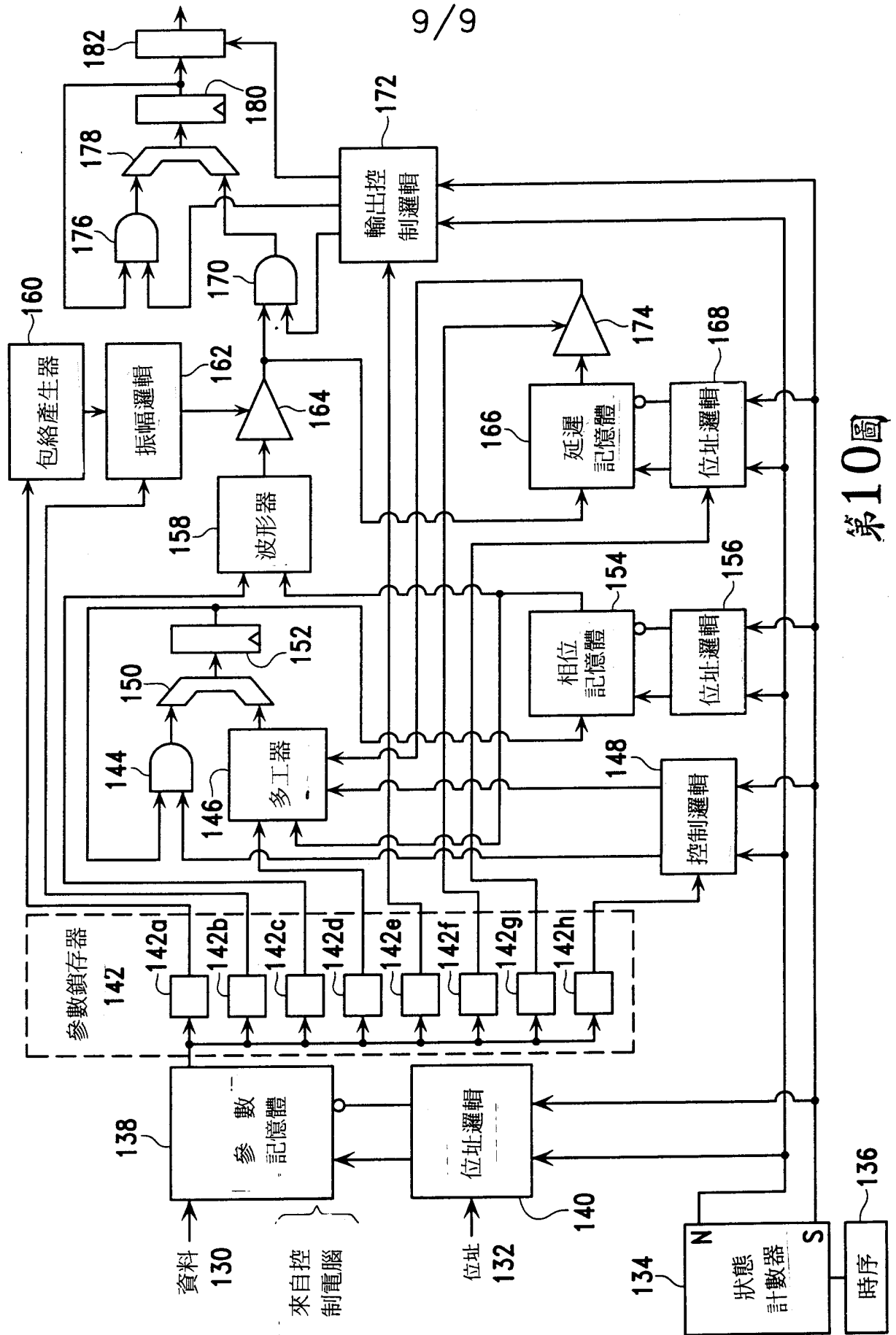
第 7 圖

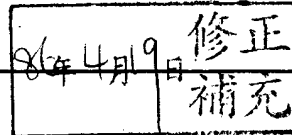


第 8 圖



第 9 圖





六、申請專利範圍

附件一：第85104237號專利申請案

中文申請專利範圍修正本

民國86年 4月修正

1. 一種合成聲音之電路，包括：
調變相位增量振盪器，用於產生調變訊號以回應調變
相位增量及調變指數；
濾波器，耦合至該調變相位增量振盪器，用以接收該
調變訊號及從其中產生已濾波之調變訊號；及
載波相位增量振盪器，耦合至該濾波器，用以接收該
已濾波的調變訊號，並部份地根據該已濾波的調變訊號而
產生聲頻訊號。
2. 如申請專利範圍第1項之電路，其中濾波器為高
通濾波器。
3. 如申請專利範圍第2項之電路，其中高通濾波器
為第一階 F I R 高通濾波器。
4. 如申請專利範圍第1項之電路，其中調變相位增
量振盪器包括波形裝置。
5. 如申請專利範圍第4項之電路，其中波形裝置會
產生正弦波。
6. 如申請專利範圍第4項之電路，其中波形裝置會
產生非正弦波。
7. 如申請專利範圍第1項之電路，其中載波相位增
量振盪器包括波形裝置。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

六、申請專利範圍

8 . 如申請專利範圍第 7 項之電路，其中波形裝置會產生正弦波。

9 . 如申請專利範圍第 7 項之電路，其中波形裝置會產生非正弦波。

10 . 如申請專利範圍第 1 項之電路，其中調變相位增量振盪器包括乘法器。

11 . 如申請專利範圍第 1 項之電路，其中載波相位增量振盪器包括乘法器。

12 . 如申請專利範圍第 1 項之電路，其中電路會被分時多工化以提供 K 振盪器。

13 . 如申請專利範圍第 1 項之電路，其中電路會被分時多工化以提供 S 振盪器。

14 . 如申請專利範圍第 1 項之電路，進一步包括插入於濾波器與載波相位增量振盪器之間的加法器。

15 . 如申請專利範圍第 14 項之電路，其中調變相位增量振盪器、載波相位增量振盪器、濾波器及加法器中至少二個會利用相同的加法器電路。

16 . 一種合成聲音之電路，包括：

濾波器，用以接收調變訊號及從其中產生已濾波之調變訊號；及

載波相位增量振盪器，耦合至該濾波器，用以在頻率輸入處接收該已濾波的調變訊號，並部份地根據該已濾波的調變訊號而產生聲頻訊號。

17 . 一種合成聲音之電路，包括：

六、申請專利範圍

調變相位增量振盪器，用於產生調變訊號以回應調變相位增量及調變指數；

濾波器，耦合至該調變相位增量振盪器，用以接收該調變訊號及從其中產生已濾波之調變訊號；及

加法器，耦合至該濾波器，用以接收該已濾波之調變訊號並用以產生該已濾波的調變訊號與載波相位增量之總和；及

載波相位增量振盪器，耦合至該加法器，從總和產生聲頻訊號。

18. 如申請專利範圍第17項之電路，其中載波相位增量振盪器包括電路，從總和及振幅包絡，產生聲頻訊號。

19. 如申請專利範圍第17項之電路，其中調變相位增量及／或載波相位增量係因時而變的。

20. 如申請專利範圍第18項之電路，其中調變指數／或振幅包絡係因時而變的。

21. 一種合成聲音之方法，包括：

從調變相位增量及調變指數，產生調變訊號；

將調變訊號濾波之；

將已被濾波之調變訊號與載波相位增量相加以取得總和；及

從總和產生聲頻訊號。

22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中產生波驟包括從總和及振幅包絡，產生聲頻訊號。

六、申請專利範圍

2 3 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中濾波步驟包括使用高通濾波器。

2 4 . 如申請專利範圍第 2 3 項之方法，其中濾波步驟包括使用第一階 F I R 高通濾波器。

2 5 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中產生調變訊號之步驟包括波形化。

2 6 . 如申請專利範圍第 2 5 項之方法，其中波形化步驟包括產生正弦波。

2 7 . 如申請專利範圍第 2 5 項之方法，其中波形化步驟包括產生非正弦波。

2 8 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中產生訊號之步驟包括波形化。

2 9 . 如申請專利範圍第 2 8 項之方法，其中波形化步驟包括產生正弦波。

3 0 . 如申請專利範圍第 2 8 項之方法，其中波形化步驟包括產生非正弦波。

3 1 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中產生調變訊號之步驟包括波形化。

3 2 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中產生訊號之步驟包括相乘。

3 3 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中至少這些步驟中的一步驟會被分時多工化。

3 4 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中至少這些步驟中的二步驟會使用相同的加法器電路。

六、申請專利範圍

3 5 . 如申請專利範圍第 2 1 項之方法，其中調變相位增量及／或載波相位增量係因時而變的。

3 6 . 如申請專利範圍第 2 2 項之方法，其中調變指數及／或振幅包絡係因時而變的。

3 7 . 一種電路，藉由自我調變以合成聲音，包括：
相位增量振盪器，從第一相位增量產生自我調變訊號，於此，自我調變訊號也會作為代表聲音之訊號；

延遲操作器，延遲自我調變訊號；

濾波器，用以產生被濾波過的自我調變訊號；及

加法器，用以產生被濾波過的自我調變訊與第二相位增量之總和，此處之總和為第一相位增量。

3 8 . 如申請專利範圍第 3 7 項之電路，進一步包括插入於延遲操作器與濾波器之間的移相器，其會將被延遲的自我調變訊號乘以固定總數。

3 9 . 如申請專利範圍第 3 8 項之電路，其中調變相位增量包括電路，從第一相位增量及振幅包絡產生自我調變訊號。

4 0 . 如申請專利範圍第 3 9 項之電路，其中振幅包絡係因時而變的。

4 1 . 一種電路，藉由串級以合成聲音，包括：

至少二個相位增量振盪器，包括從相位增量及調變指數產生自我調變訊號之電路，其中，二個相位增量振盪器中至少一個振盪器會接收至少二個相位增量振盪器的先前一個之濾波過的輸出；

六、申請專利範圍

至少一濾波器一濾波器，包括電路，用以產生由至少一個調變相位增量振盪器所產生的至少一調變訊號之濾波過的版本；

至少一加法器，包括電路，用以產生至少一被濾波過的調變訊號與一第二調變相位增量之總和；

載波相位增量振盪器，從被濾波過及已相加的至少二個調變相位增量振盪器的輸出之總和，產生代表聲音之訊號；

延遲操作器，延遲自我調變訊號；

濾波器，用以產生被濾波過的自我調變訊號；及

加法器，用以產生被濾波過的自我調變訊與第二相位增量之總和，此處之總和為第一相位增量。

4 2 . 如申請專利範圍第 4 1 項之電路，其中載波相位增量振盪器包括電路，用以從至少一加法器及一振幅包絡所產生的總和，產生代表聲音之訊號。

4 3 . 如申請專利範圍第 4 2 項之電路，其中調變指數及／或振幅包絡係因時而變的。