



(21)申請案號：108116702

(22)申請日：中華民國 108 (2019) 年 05 月 15 日

(51)Int. Cl. : H04L25/03 (2006.01)

H04L5/00 (2006.01)

H04L1/20 (2006.01)

(30)優先權：2018/05/28 日本

2018-101241

(71)申請人：日商愛德萬測試股份有限公司 (日本) ADVANTEST CORPORATION (JP)

日本

(72)發明人：淺見幸司 ASAMI, KOJI (JP)；工藤洋 KUDO, TAKAHIRO (JP)

(74)代理人：卓俊傑；葉璟宗

(56)參考文獻：

TW I439071B

CN 101558318A

US 4896102A

US 2013/0107924A1

審查人員：李炳昌

申請專利範圍項數：9 項 圖式數：12 共 41 頁

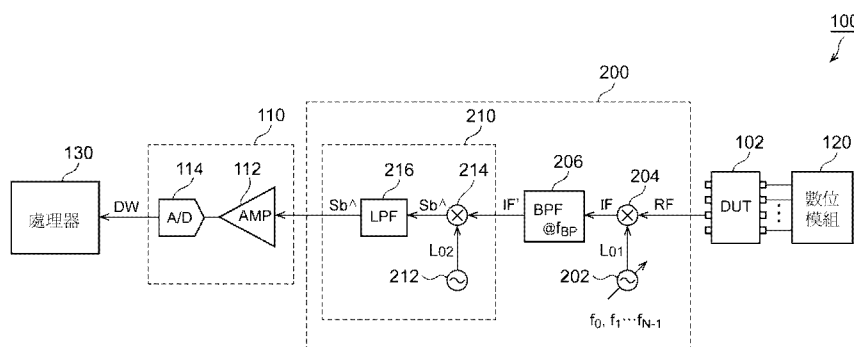
(54)名稱

前端電路、測試板、測試系統、電腦以及電腦可讀記錄媒體

(57)摘要

前端電路(200)用於來自射頻元件(102)的射頻信號的測試。射頻信號是藉由寬頻基帶信號將具有載波頻率(f_C)的載波信號調變而生成。頻率可變振盪器(202)生成具有可變的局部頻率(f_{LO1})的局部信號(L_{O1})。第一混頻器(204)將局部信號(L_{O1})與射頻信號混頻，生成具有頻率等於載波頻率減去局部頻率($f_C - f_{LO1}$)的中間頻率信號。帶通型的第一濾波器(206)對中間頻率信號進行過濾。局部頻率(f_{LO1})可自具有與第一濾波器(206)的帶寬(BW)相等或更窄的頻率間隔(Δf)的多個頻率(f_0, f_1, \dots)中選擇。

指定代表圖：



【圖2】

符號簡單說明：

100 . . . 測試系統

102 . . . 射頻元件

110 . . . 數化器

112 . . . 放大器

114 . . . A/D 轉換器

120 . . . 數位模組

130 . . . 處理器

200 . . . 前端電路

202 . . . 頻率可變振盪器

204 . . . 第一混頻器

- 206 . . . 第一濾波器
- 210 . . . 頻率轉換部
- 212 . . . 振盪器
- 214 . . . 第二混頻器
- 216 . . . 第二濾波器
- RF、IF、IF' . . . 信號
- Sb \wedge . . . 基帶信號
- DW . . . 波形資料
- L_{O1}、L_{O2} . . . 局部信號
- f₀~f_{N-1} . . . 頻率
- f_{BP} . . . 中心頻率



I782206

【發明摘要】

【中文發明名稱】前端電路、測試板、測試系統、電腦以及電腦可讀記錄媒體

【中文】

前端電路(200)用於來自射頻元件(102)的射頻信號的測試。射頻信號是藉由寬頻基帶信號將具有載波頻率(f_c)的載波信號調變而生成。頻率可變振盪器(202)生成具有可變的局部頻率(f_{LO1})的局部信號(L_{01})。第一混頻器(204)將局部信號(L_{01})與射頻信號混頻，生成具有頻率等於載波頻率減去局部頻率($f_c - f_{LO1}$)的中間頻率信號。帶通型的第一濾波器(206)對中間頻率信號進行過濾。局部頻率(f_{LO1})可自具有與第一濾波器(206)的帶寬(BW)相等或更窄的頻率間隔(Δf)的多個頻率(f_0 、 $f_1 \dots$)中選擇。

【指定代表圖】圖 2。

【代表圖之符號簡單說明】

100：測試系統

102：射頻元件

110：數化器

112：放大器

114：A/D 轉換器

120：數位模組

130：處理器

200：前端電路
202：頻率可變振盪器
204：第一混頻器
206：第一濾波器
210：頻率轉換部
212：振盪器
214：第二混頻器
216：第二濾波器
RF、IF、IF'：信號
Sb \wedge ：基帶信號
DW：波形資料
L_{O1}、L_{O2}：局部信號
f₀～f_{N-1}：頻率
f_{BP}：中心頻率

【特徵化學式】

無

【發明說明書】

【中文發明名稱】 前端電路、測試板、測試系統、電腦以及電腦可讀記錄媒體

【技術領域】

【0001】 本發明是有關於一種射頻（Radio Frequency，RF）（高頻）元件（device）的分析、評價。

【先前技術】

【0002】 伴隨無線通信的大容量化，正推進基帶（base band）信號及 RF 信號的寬頻化。於第 5 代移動通信系統或下一代的無線區域網路（Local Area Network，LAN）中，利用毫米波（millimeter wave）頻帶的載波信號來搬送高達幾百兆赫（MHz）～幾吉赫（GHz）的寬頻的基帶信號。

【0003】 對於此種高速通信，大多情況下使用正交頻分多工（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）。OFDM 為將資料分割至被稱為副載波的多個載波，並按頻率方向並列發送的多載波調變方式的一種。

【0004】 OFDM 中，副載波的頻率是以滿足正交性（Orthogonal，即內積為零）的方式選擇。藉此，即便鄰接的副載波彼此於頻域中重疊，亦可將該些副載波加以分離，故而有無需保護帶（guard band）而頻率利用效率高等優點。

【0005】 圖 1（a）、圖 1（b）為 OFDM 的調變器（發送機）及解調器（接收機）的方塊圖。參照圖 1（a）對調變器 10 加以說明。

此處，設使用 N 個副載波 $s_0 \sim s_{N-1}$ 。

【0006】 需發送的串列資料 (serial data) $s[n]$ 由串列平行 (Serial-Parallel, S/P) 轉換器 12 轉換成平行資料 (parallel data)，而分割成每個副載波的符號資料 $\text{sym}_0 \sim \text{sym}_{N-1}$ 。多個調變器 $\text{MOD}_0 \sim \text{MOD}_{N-1}$ 各自使用正交調幅 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 或相移鍵控 (Phase Shift Keying, PSK)，將所輸入的符號資料 $\text{sym}_0 \sim \text{sym}_{N-1}$ 映射於複平面上。藉由映射所得的複數資料 $X_0 \sim X_{N-1}$ 輸入至逆離散傅立葉轉換器 14，被轉換成時間軸上的波形資料。藉由逆高速傅立葉轉換 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 所得的數位的波形資料的實部 Re 、虛部 Im 分別由數位類比 (Digital-Analog, D/A) 轉換器 16、18 轉換成類比的同相信號 $I(t)$ 及正交信號 $Q(t)$ 。類比的正交調變器 19 將 D/A 轉換器 16、18 的輸出 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 作為調變信號，對具有載波頻率 f_c 的載波信號進行調變，並將該些信號合成而生成 RF 發送信號 $s(t)$ 。另外，該說明中，省略保護間隔 (guard interval) 的插入或去除等。

【0007】 參照圖 1 (b) 對解調器 20 加以說明。所接收的載波頻率 f_c 的接收信號 $r(t)$ 由類比的正交解調器 22 降頻 (down conversion) 至同相信號 $I(t)$ 及正交信號 $Q(t)$ 。類比數位 (Analog-Digital, A/D) 轉換器 28、30 將經由去頻疊濾波器 (anti-aliasing filter) 24、26 的信號 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 轉換成數位的波形資料 $D_i(t)$ 、 $D_q(t)$ 。

【0008】 離散傅立葉轉換器 32 藉由高速傅立葉轉換 (Fast Fourier Transform, FFT)，將波形資料 $D_i(t)$ 、 $D_q(t)$ 的 1 符號長度的資料轉換成頻域的複數資料 (頻譜資料) $Y_0 \sim Y_{N-1}$ 。複數資料 $Y_{\#}$ 對應於圖 1 (a) 的調變器 10 中的頻率 $f_{\#}$ 的副載波的複數資料 $X_{\#}$ 。

多個解調器 $\text{DEMOD}_0 \sim \text{DEMOD}_{N-1}$ 將對應的副載波的複數資料 $Y_0 \sim Y_{N-1}$ 逆映射為符號資料 $\text{sym}_0 \sim \text{sym}_{N-1}$ 。平行串列轉換器 34 將多個符號資料 $\text{sym}_0 \sim \text{sym}_{N-1}$ 轉換成串列資料 $s[n]$ 。

現有技術文獻

專利文獻

【0009】 專利文獻 1：日本專利特開 2004-32446 號公報

專利文獻 2：日本專利特開 2012-175172 號公報

【發明內容】

【0010】 [發明所欲解決之問題]為了測試包含圖 1 (a) 的調變器 10 的 RF 元件，而使用 RF 信號分析器。RF 信號分析器對 RF 元件生成的 RF 信號進行評價，亦被稱為向量信號分析儀 (Vector Signal Analyzer, VSA)。

【0011】 例如於下一代 (5G) 的移動通信系統中，預定採用載波頻率 28 GHz、基帶頻寬 800MHz，於下一代的無線 LAN (美國電機電子工程師學會 (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) 802.11ad (WiGig)) 中，預定採用載波頻率 60GHz，基帶頻寬 2GHz。

【0012】 於基於圖 1 (b) 的解調器 20 的架構 (architecture) 來設計 RF 信號分析器的情形時，對 A/D 轉換器 28、30 要求幾百 MHz ~ 幾 GHz 的頻帶，但寬頻的 A/D 轉換器通常解析度低。

【0013】 搭載於 RF 元件的解調器 20 的情況下，A/D 轉換器 28、30 只要僅具有可將所接收的信號解調、亦即可正確判定符號的解析度便足矣。於 RF 信號分析器中，亦只要為判定符號並測定位元錯誤率 (bit error rate) 的程度，則與 RF 元件相同程度的精度便

足矣。然而，於藉由 RF 信號分析器來測定誤差向量幅度（Error Vector Magnitude, EVM）等的情形時，對 A/D 轉換器要求充分高的精度。寬頻且高精度的 A/D 轉換器的選項少而且非常昂貴，故而有測試成本變高等問題。另外，此種問題不限於 OFDM 方式，於依據其他通信方式的 RF 元件的測試中亦可能產生。

【0014】 本發明是鑒於該狀況而成，其某態樣的一個例示性目的在於提供一種可測定寬頻 RF 信號的測試系統。

[解決問題之技術手段]

【0015】 本發明的某態樣是有關於一種前端電路，用於來自被測試元件的 RF 信號的測試。RF 信號是利用寬頻基帶信號將具有載波頻率的載波信號調變而生成。前端電路包括：頻率可變振盪器（oscillator），生成具有可變的局部頻率的局部信號；第一混頻器，將局部信號與 RF 信號混頻，生成具有頻率等於載波頻率減去局部頻率的中間頻率信號；及帶通型的第一濾波器，對中間頻率信號進行過濾。前端電路構成為可將基於通過第一濾波器的中間頻率信號的基帶信號供給於數化器（digitizer）。局部頻率可自具有與第一濾波器的帶寬相等或更窄的頻率間隔的多個頻率中選擇。

【0016】 另外，以上的結構要素的任意組合或者將本發明的結構要素或表述於方法、裝置等之間相互置換而得者亦作為本發明的態樣而有效。

[發明的效果]

【0017】 根據本發明的某態樣，可測定寬頻 RF 信號。

【圖式簡單說明】

【0018】

圖 1 (a)、圖 1 (b) 為 OFDM 的調變器及解調器的方塊圖。

圖 2 為實施形態的測試系統的基本架構的方塊圖。

圖 3 為對圖 2 的測試系統的前端電路及數化器的動作進行說明的圖。

圖 4 為表示處理器的動作的流程圖。

圖 5 為對頻域中的多個頻譜資料的合成進行說明的圖。

圖 6 為對第二實施例的頻帶修正處理進行說明的圖。

圖 7 為對頻譜資料 DFs 的頻帶修正進行說明的圖。

圖 8 為對處理器的第二實施例的處理進行說明的流程圖。

圖 9 為表示測試系統的一態樣的方塊圖。

圖 10 為第一變形例的測試系統的方塊圖。

圖 11 為第二變形例的測試系統的方塊圖。

圖 12 為第三變形例的測試系統的方塊圖。

【實施方式】

【0019】（實施形態的概要）

本說明書所揭示的一實施形態是有關於一種前端電路，其用於來自被測試元件的 RF 信號的測試。RF 信號為利用寬頻基帶信號將具有載波頻率 f_c 的載波信號調變而生成。不限於此，RF 信號可為 OFDM 信號。前端電路具備：頻率可變振盪器，生成具有可變的局部頻率 f_{LO1} 的局部信號；第一混頻器，將局部信號與 RF 信號混頻，生成具有頻率 $f_c - f_{LO1}$ 的中間頻率信號；及帶通型的第一濾波器，對中間頻率信號進行過濾。前端電路構成為可將基於通過第一濾波器的中間頻率信號的基帶信號供給於數化器。局部頻

率 f_{LO1} 可自具有與第一濾波器的帶寬 BW 相等或更窄的頻率間隔 Δf 的多個頻率 f_0 、 f_1 、 f_2 ... 中選擇。

【0020】 若使局部頻率 f_{LO1} 分時變化為多個頻率 f_0 、 f_1 、 f_2 ...，則中間頻率信號的中心頻率 f_{IF} 變化為 $f_c - f_0$ 、 $f_c - f_1$ 、 $f_c - f_2$...。若使該中間頻率信號通過具有規定的帶寬 BW 的帶通濾波器，則可將原本的寬頻基帶信號依以帶寬 BW 為單位的頻率通道（子帶（sub-band））分別切出。因此，可使輸入數化器的信號的頻帶變窄，從而可使用窄頻且高精度的數化器。

【0021】 局部頻率 f_{LO1} 的掃描間隔 Δf 亦可窄於第一濾波器的帶寬 BW 。寬頻基帶信號亦可包含多個副載波。於 $f_{LO1} = f_k$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 時的第一濾波器的輸出、與 $f_{LO1} = f_{k+1}$ 時的第一濾波器的輸出，亦可共同地包含多個副載波中的至少一個。藉此，可基於關於相同的副載波所得的資訊來修正頻帶。

【0022】 前端電路亦可更具備將中間頻率信號降頻的第二混頻器、及對第二混頻器的輸出進行過濾的第二濾波器。基帶信號亦可與第二濾波器的輸出相應。

【0023】 前端電路亦可與數化器及電腦一起提供測試系統。數化器將前端電路的輸出轉換成數位的波形資料。電腦對藉由數化器所得的波形資料進行處理。

【0024】 電腦亦可進行以下的處理。

·將數化器依局部頻率 f_{LO1} 的多個頻率 f_0 、 f_1 、 f_2 ... 分別生成的波形資料 DW_0 、 DW_1 、 DW_2 ... 轉換成頻域的頻譜資料 DF_0 、 DF_1 、 DF_2 ...。

·使頻譜資料 DF_0 、 DF_1 、 DF_2 ... 於頻率軸上移動並合成。

【0025】 電腦亦可基於第 k 個 ($k=0、1、2\dots$) 頻譜資料 DF_k 、與第 $k+1$ 個頻譜資料 DF_{k+1} 所含的共同的副載波的資料，來修正頻譜資料 DF 。藉此，可修正混頻器、濾波器、傳輸路等的頻率特性。

【0026】 所述的前端電路可安裝於測試板。藉由將該測試板與現有的低速且高精度的數化器組合使用，可廉價且高精度地測試寬頻 RF 信號。

【0027】 (實施形態)

以下，對本發明基於較佳實施形態一方面參照圖式一方面進行說明。對於各圖式所示的相同或同等的結構要素、構件、處理，標註相同符號，適當省略重複的說明。而且，實施形態為例示而未限定發明，實施形態所記述的所有特徵或其組合未必為發明的本質。

【0028】 本說明書中，所謂「構件 A 與構件 B 連接的狀態」，除了構件 A 與構件 B 於物理上直接連接的情形以外，亦包括下述情形，即：構件 A 與構件 B 經由不對該些構件的電性連接狀態造成實質上的影響、或者不損及藉由該些構件的結合所發揮的功能或效果的其他構件而間接連接。

【0029】 同樣地，所謂「構件 C 設於構件 A 與構件 B 之間的狀態」，除了構件 A 與構件 C、或者構件 B 與構件 C 直接連接的情形以外，亦包括下述情形，即：經由不對該些構件的電性連接狀態造成實質上的影響、或者不損及藉由該些構件的結合所發揮的功能或效果的其他構件而間接連接。

【0030】 圖 2 為表示實施形態的測試系統 100 的基本架構的方塊圖。測試系統 100 對作為被測試元件的 RF 元件 102 生成的高頻

(RF) 信號進行評價、分析。RF 信號是利用寬頻基帶信號 $S_b(t)$ 將具有載波頻率 f_c 的載波信號調變而生成。不限於此，本發明於基帶信號的頻帶超過 1 GHz 般的通信方式中特別有用。另外，不限於此，本發明於載波頻率 f_c 為幾十 GHz 的毫米波頻帶中特別有用。

【0031】 該測試系統 100 中，RF 信號於以頻域來看時，分割為 N 個的子帶 $FCH_0 \sim FCH_{N-1}$ 。而且，將多個子帶 $FCH_0 \sim FCH_{N-1}$ 分別分時擷取。

【0032】 測試系統 100 具備數化器 110、數位模組 120、處理器 130 及前端電路 200。

【0033】 數位模組 120 與 RF 元件 102 連接，對 RF 元件 102 生成的 RF 信號進行控制。

【0034】 數化器 110 將類比的輸入信號轉換成數位信號。數化器 110 例如包含放大器 112 及 A/D 轉換器 114。前端電路 200 設於數化器 110 與 RF 元件 102 之間，發揮測試系統 100 中的與 RF 元件 102 的介面的作用。

【0035】 處理器 130 為電腦的一部分，通過執行儲存於電腦可讀記錄媒體的軟體程式，而對數化器 110 生成的數位的波形資料進行處理。另外，處理器 130 的處理的一部分亦可藉由硬體處理而非軟體來進行。

【0036】 前端電路 200 具備頻率可變振盪器 202、第一混頻器 204、第一濾波器 206 及頻率轉換部 210。

【0037】 頻率可變振盪器 202 生成具有可變的局部頻率 $f_{LO1} (< f_c)$ 的第一局部 (L_{O1}) 信號。第一混頻器 204 將 L_{O1} 信號與 RF 信號

混頻，生成具有頻率 $f_C - f_{LO1}$ 的中間頻率（IF）信號。

【0038】 第一濾波器 206 為接收 IF 信號，並使 IF 信號所含的規定的頻率範圍的成分通過的帶通濾波器。第一濾波器 206 的帶寬 BW 規定子帶 FCH 的頻寬。於將第一濾波器 206 的中心頻率設為 f_{BP} 時，第一濾波器 206 的輸出 IF' 包含該輸入 IF 中的頻率範圍 $f_{BP} - BW/2 \sim f_{BP} + BW/2$ 的成分。另外，如後所述，第一濾波器 206 的帶寬 BW 規定輸入數化器 110 的信號的帶寬，因而帶寬 BW 是基於數化器 110 的頻帶（即 A/D 轉換器 114 的取樣率 f_s ）而設計。更具體而言，根據取樣定理而 $BW \times 2 < f_s$ 必須成立，因此只要以成為 $BW < f_s/2$ 的方式設計即可。例如，於採用 500 Msps 的 A/D 轉換器 114 的情形時，帶寬 BW 只要窄於 250 MHz 即可，例如亦可設為 200 MHz。

【0039】 頻率轉換部 210 接收通過第一濾波器 206 的 IF' 信號，並轉換成具有後段的數化器 110 進行處理的最佳頻率的窄頻的基帶信號 S_b 。窄頻基帶信號 S_b 包含用於生成 RF 信號的基帶信號 $S_b(t)$ 中的一個子帶的頻率成分。

【0040】 頻率轉換部 210 包含振盪器 212、第二混頻器 214 及第二濾波器 216。第二混頻器 214 將通過了第一濾波器 206 的 IF' 信號與振盪器 212 生成的第二局部（ L_{O2} ）信號混頻，降頻至更低的頻域。局部信號 L_{O2} 的頻率 f_{LO2} 是以第二混頻器 214 的輸出 S_b 不包含負頻率成分的方式設定。更具體而言，只要 $f_{BP} - BW/2 - f_{LO2} > 0$ 的關係成立即可，滿足 $f_{BP} - BW/2 > f_{LO2}$ 。

【0041】 第二濾波器 216 為去頻疊濾波器，將作為第二混頻器 214 的輸出的基帶信號 S_b 的高頻成分去除，提供給數化器 110。第

二濾波器 216 可設計成低通濾波器，亦可設計成帶通濾波器。

【0042】 頻率可變振盪器 202 中，局部頻率 f_{LO1} 可自多個頻率 f_0 、 f_1 ... 中選擇。規定多個頻率 f_0 、 f_1 ... 的間隔 Δf 與第一濾波器 206 的帶寬 BW 相等或更窄。

【0043】 以上為測試系統 100 的結構。繼而，基於若干實施例來說明其動作。

【0044】 （第一實施例）

圖 3 為對圖 2 的測試系統 100 的前端電路 200 及數化器 110 的動作進行說明的圖。縱軸表示頻率 f ，橫軸表示時間 t 。RF 元件 102 在每個測試循環 k ($k=0$ 、 1 ... $N-1$) 重複產生 RF 信號。各 RF 信號較理想為基於相同串列信號的相同信號，但不限於此，亦可使用不同的串列信號。該例中，設載波頻率 $f_c=60$ GHz，基帶信號的帶寬 Δf_{BB} 為 2 GHz。另外，第一濾波器 206 的通過頻帶的中心頻率 f_{BP} 並無特別限定，若考慮濾波器的獲取容易程度，則可採用 2 GHz 段或者 5 GHz 段的濾波器。例如，可使用 $f_{BP}=2.14$ GHz、通過帶寬 $BW=200$ MHz 的濾波器。此時，RF 信號分割為 2 GHz/ 200 MHz= 10 個子帶 $FCH_0 \sim FCH_9$ 。

【0045】 頻率可變振盪器 202 在每個測試循環，使局部信號 L_{O1} 的頻率 f_{LO1} 以 Δf 的間隔逐漸移動。具體而言，第 k 個 ($k=0$ 、 1 、 2 ... 8 、 9) 測試循環中的局部頻率 f_k 是以第 k 個子帶 FCH_k 通過第一濾波器 206 的方式設定。該實施例中，移動量 Δf 與帶寬 BW 相等而為 200 MHz。

【0046】 振盪器 212 生成的 L_{O2} 信號的頻率亦可與第一濾波器 206 的通過頻率 f_{BP} 相等。藉此，第二混頻器 214 將第一濾波器 206 的

輸出 IF'降頻至 DC 附近的頻域的基帶信號 Sb_k 。第 k 個測試循環中獲得的基帶信號 Sb_k 對應於第 k 個子帶 FCH_k 。

【0047】 各測試循環 k 中，通過第二濾波器 216 的窄頻基帶信號 Sb_k 轉換為數位的波形資料 DW。若 10 次測試循環完成，則由數化器 110 獲取與所有子帶 $FCH_0 \sim FCH_9$ 對應的波形資料 $DW_0 \sim DW_9$ 。

【0048】 以上為前端電路 200 及數化器 110 的動作。根據該前端電路 200，將藉由寬頻基帶信號調變而成的 RF 信號分割成多個子帶，並藉由數化器 110 擷取每個子帶。藉此可使 A/D 轉換器 114 所需要的頻帶變窄，從而可採用廉價且高精度的 A/D 轉換器。

【0049】 另外，該前端電路 200 中，只要以僅第一混頻器 204 以 2GHz 的頻寬動作的方式設計即可，更靠後段的電路塊（第一濾波器 206、第二混頻器 214、第二濾波器 216）處理的頻寬亦可窄，故而設計容易。

【0050】 此外，頻率轉換部 210 處理的信號除了頻寬窄以外，中心頻率一定 (f_{BP})。因此，頻率轉換部 210 的設計於該方面而言亦容易，優勢大。

【0051】 繼而，對測試系統 100 的處理器 130 的動作加以說明。

【0052】 圖 4 為表示處理器 130 的動作的流程圖。處理器 130 將數化器 110 依局部頻率 f_{LO1} 的多個頻率 f_0 、 f_1 、 $f_2 \dots$ 分別生成的波形資料 DW_0 、 DW_1 、 $DW_2 \dots$ 轉換成頻域的頻譜資料 DF_0 、 DF_1 、 $DF_2 \dots$ (S100)。關於該轉換，可使用 FFT（高速傅立葉轉換）的運算法則。

【0053】 繼而，處理器 130 使頻譜資料 DF_0 、 DF_1 、 $DF_2 \dots$ 於頻率

軸上移動，將移動後的頻譜資料 DF_{s_0} 、 DF_{s_1} 、 DF_{s_2} ... 於頻域中合成，再次構成原本的寬頻基帶信號的頻譜（頻率資訊）（S102）。此處的合成理解為排列的結合。

【0054】圖 5 為對頻域中的頻譜資料的合成進行說明的圖。第 i 個（ $i=0、1、2...$ ）頻譜資料 DF_i 的頻率軸上的移動量是以

$$\Delta f \times i + \text{const}$$

表示。 const (常數) 也能以原本的基帶信號 $S_b(t)$ 的頻譜的中心頻率成為 0 Hz 的方式決定。

【0055】根據該處理，可獲取原本的基帶信號 $S_b(t)$ 的頻譜。而且，若將基帶信號的頻譜進行逆離散傅立葉轉換（IDFT），則可再生基帶信號的波形。

【0056】（第二實施例）

第一實施例中，設局部頻率 f_{LO1} 的間隔 Δf 與第一濾波器 206 的帶寬 BW 相等。相對於此，第二實施例中，局部頻率 f_{LO1} 的掃描的間隔 Δf 窄於第一濾波器 206 的帶寬 BW 。即，於第 k 個測試循環與第 $k+1$ 個測試循環中，重複擷取原本的基帶信號的頻譜的一部分。本說明書中，該重複的頻帶（稱為交疊頻帶 OB ）用於通道間校正（calibration）。

【0057】寬頻基帶信號包含多個副載波 S_c ，於各子帶 FCH 亦包含多個（ X 條）副載波 S_c 。於 $f_{LO1}=f_k$ （ $k=0、1、2...$ ）時的第一濾波器 206 的輸出 IF_k' 、與 $f_{LO1}=f_{k+1}$ 時的第一濾波器 206 的輸出 IF_{k+1}' ，共同包含 X 條副載波 S_c 中的至少一個，因此於頻譜資料 DF_k 、 DF_{k+1} （或者 DF_{s_k} 、 $DF_{s_{k+1}}$ ）亦包含共同的副載波 S_c 的資訊。

【0058】對相同的副載波 S_c 所測定的頻譜資料原本應一致。因

此，處理器 130 使用鄰接的 2 個頻譜資料 DF_{S_k} 、 $DF_{S_{k+1}}$ ($k=0、1、2\dots$) 各自的交疊頻帶所含的共同的副載波的值，修正頻譜資料 DF_{S_k} 、 $DF_{S_{k+1}}$ 的至少一者（稱為頻帶修正處理）。

【0059】 圖 6 為對第二實施例的頻帶修正處理進行說明的圖。圖 6 中，表示於頻域中鄰接的 3 個頻譜資料 $DF_{S_{k-1}}$ 、 DF_{S_k} 、 $DF_{S_{k+1}}$ 。

【0060】 於頻譜資料 $DF_{S_{\#}}$ 包含 X 條副載波 $Sc_0 \sim Sc_{X-1}$ 時，頻譜資料成為以副載波 Sc 的編號為索引的排列資料，可表示為 $DF_{\#}[0 : X-1]$ 。

【0061】 第 k 個頻譜資料 DF_{S_k} 為頻帶修正的對象。 $DF_{S_{k-1}}$ 表示所有已修正頻帶的頻譜資料。將 $DF_{S_{k-1}}$ 中右端的 Y 個要素 $DF_{S_{k-1}}[X-Y : X-1]$ 設為 $CAL_DATA_{k-1}[0 : Y-1]$ 。 Y 為交疊頻帶所含的副載波的條數，圖 6 中為 $Y=4$ 。另外，將 DF_{S_k} 中左端的 Y 個要素 $DF_{S_k}[0 : Y-1]$ 設為 $COMP_DATA_k[0 : Y-1]$ 。

【0062】 使用 2 個排列 $CAL_DATA_{k-1}[0 : Y-1]$ 、 $COMP_DATA_k[0 : Y-1]$ 來生成修正係數排列 $COEFF[0 : Y-1]$ 。修正係數排列 $COEFF[0 : Y-1]$ 的要素 $COEFF[j]$ 是以式 (1) 表示。

$$COEFF[j]=CAL_DATA[j]/COMP_DATA[j]\cdots (1)$$

【0063】 頻譜資料 DF_{S_k} 是基於該修正係數排列而修正。將修正後的頻譜資料表述為 DF_{S_k}' 。 DF_{S_k}' 的右端的 Y 個要素 $DF_{S_k}'[X-Y : X-1]$ 成為 $CAL_DATA_k[0 : Y-1]$ ，進而用於下一頻譜資料 $DF_{S_{k+1}}$ 的頻帶修正。

【0064】 圖 7 為對頻譜資料 DF_{S_k} 的頻帶修正進行說明的圖。藉由離散傅立葉轉換所得的頻譜資料 DF_{S_k} 為複數，包含振幅資訊及相位資訊（或者實部與虛部）。 $|DF_k'|$ 表示 DF_k' 的振幅， $\angle DF_k'$ 表

示 DF_k' 的相位。振幅的修正量 ΔA 可由重複的副載波的振幅的差量而算出，具體而言可由修正係數排列的絕對值 $|COEFF[j]|$ 來計算。

【0065】 例如，對 Y 條副載波算出 $|COEFF[j]|$ 的平均值，作為修正係數 G 。若將該修正係數 G 乘以 $|DFs|$ ，則可獲得 $|DFs'|$ 。

【0066】 同樣地，相位的修正量 $\Delta \varphi$ 可由重複的副載波的相位的差量而算出，具體而言可由修正係數排列的偏角 $\angle COEFF[j]$ 來計算。關於相位，亦同樣地對 Y 條副載波算出 $\angle COEFF[j]$ 的平均值，作為修正量 $\Delta \varphi$ 。

$$\text{可設為 } \angle DFs' = \angle DFs + \Delta \varphi \cdots (2)。$$

【0067】 另外，關於相位，若對 X 條副載波全部適用相同的修正量 $\Delta \varphi$ ，則有時無法進行正確的修正。此時，亦可將 $\angle COEFF[0 : Y-1]$ 外推插補而計算 $\Delta \varphi [0 : X-1]$ 。關於該插補，可使用最小平方方法（Least Square Method，LSM）等。

$$\angle DFs[j]' = \angle DFs[j] + \Delta \varphi [j] \cdots (2')$$

【0068】 頻帶修正可利用式（3）來進行。

$$DFs' = G \cdot \exp \{ i \times \Delta \varphi [j] \} \times DFs \cdots (3)$$

【0069】 圖 8 為對處理器 130 的第二實施例的處理進行說明的流程圖。此處，對分割成 N 個子帶的情形進行說明。

【0070】 將測試循環 k 初始化（ $k=0$ ，S200）。繼而，將局部頻率 f_{LO1} 設置為 f_0 （S202），RF 元件 102 基於規定的基帶信號而再生 RF 信號（S204）。其結果，獲取第 0 個子帶 FCH_0 的頻譜資料 DFs_0 （S206）。對該子帶 FCH_0 省略頻帶修正。另外，獲取頻譜資料 DFs_0 中高頻側的要素作為 CAL_DATA_0 （S208）。

【0071】 繼而將測試循環 k 設置為 1 (S210)。並且，於滿足 $k < N$ 的期間中 (S212 的是)，一方面將 k 遞增 (S228)，一方面重複以下的處理。

【0072】 繼而將局部頻率 f_{LO1} 設置為 f_k (S214)，RF 元件 102 基於規定的基帶信號而再生 RF 信號 (S216)。其結果，獲取第 k 個子帶 FCH_k 的頻譜資料 DF_{sk} (S218)。另外，獲取頻譜資料 DF_{sk} 的低頻率側的要素作為 $COMP_DATA_k$ (S220)。

【0073】 基於前一測試循環 $k-1$ 中所得的 CAL_DATA_{k-1} 、與當前的測試循環 k 中所得的 $COMP_DATA_k$ ，對 DF_{sk} 進行頻帶修正 (S222)，保存修正後的 DF_{sk}' (S224)。而且，保存 DF_{sk} 中高頻側的要素作為新的 CAL_DATA_k (S226)。

【0074】 若成為 $k=N$ (S212 的否)，則結束。可藉由該處理來修正所有頻帶。

【0075】 (第三實施例)

圖 2 的測試系統 100 中，濾波器 206、216 當然具有頻率特性，第一混頻器 204 或第二混頻器 214、或者傳輸線路也具有頻率特性。因此，可在測定之前，預先獲取測試系統 100 的每個子帶 $FCH_0 \sim FCH_{N-1}$ 的傳遞函數 $H_0(f) \sim H_{N-1}(f)$ 。傳遞函數 $H_0(f) \sim H_{N-1}(f)$ 可藉由網路分析器來測定自前端電路 200 的輸入端至輸出端為止的 S 參數 (S_{21}) 而獲得。或者亦可藉由模擬而估算傳遞函數。

【0076】 繼而，對頻譜資料 DF_k (或 DF_{sk}) 使用對應的傳遞函數 $H_k(f)$ 進行修正。例如，藉由將頻譜資料 DF_k 乘以 $H_k(f)$ 的倒數 $1/H_k(f)$ ，可適當地修正。

【0077】 藉此，可消除測試系統 100 的每個子帶的傳輸特性的差

異。

【0078】 繼而，對測試系統 100 的具體態樣進行說明。圖 9 是表示測試系統 100 的一態樣（100A）的方塊圖。測定器 170 為用戶原本所持有的現有的硬體資源，包含數化器 110 及任意波形產生器 150。

【0079】 藉由對該測定器 170 追加毫米波外建自測（build-off self-test, BOST）單元 160，可評價超過數化器 110 的頻帶的寬頻 RF 信號。毫米波 BOST 單元 160 安裝於安裝 RF 元件 102 的測試板 140。毫米波 BOST 單元 160 除了所述的接收側的前端電路 200 以外，具備發送側的前端電路 250。前端電路 250 使用任意波形產生器 150 生成的基帶信號對高頻載波進行調變，生成發送 RF 信號。

【0080】 根據該測試系統 100A，藉由對包含數化器 110、數位模組 120 及處理器 130 的現有的測試系統追加測試板 140，可評價寬頻 RF 信號。

【0081】 以上，對本發明基於實施形態進行了說明。該實施形態為例示，本領域技術人員應理解，該些各結構要素或各處理製程的組合可具有各種變形例，而且此種變形例亦處於本發明的範圍。以下，對此種變形例加以說明。

【0082】 （第一變形例）

圖 10 為表示第一變形例的測試系統 100D 的方塊圖。該測試系統 100D 中，前端電路 200D 自圖 2 的測試系統 100 中省略頻率轉換部 210。取而代之，於數化器 110D，追加有設於放大器 112 與 A/D 轉換器 114 之間且進行低取樣（undersampling）的抽樣保持（sample-hold）電路 116。

【0083】 根據該變形例，對於 A/D 轉換器 114 及放大器 112，需要僅覆蓋調變頻帶的頻率，但作為交換，可省略構成頻率轉換部 210 的振盪器 212、第二混頻器 214 及第二濾波器 216，因而可減少零件數。尤其，第二濾波器 216 的截止頻率低，故而構成該第二濾波器 216 的零件的尺寸大，因此由省略該第二濾波器 216 所帶來的尺寸縮減（down sizing）的效果大。

【0084】 （第二變形例）

圖 11 為第二變形例的測試系統 100C 的方塊圖。測試系統 100C 的基本結構與圖 2 的基本結構相同，但頻率轉換部 210C 的結構不同。頻率轉換部 210C 具備與 I 成分及 Q 成分對應的第二混頻器 214I、214Q 及第二濾波器 216I、216Q。

【0085】 藉由對頻率轉換部 210C 組入正交解調器，而於類比區域中進行 IQ 的分離。藉此，可使後段的數化器 110I、110Q 的頻帶成為圖 2 的數化器 110 的一般。其結果，藉由設置數化器 110I、110Q 而擷取 2 倍頻寬的信號，故而可將擷取次數減少至 1/2 倍。或者於不改變擷取次數的情形時，可採用更為低速高解析度的 A/D 轉換器（數化器）。

【0086】 （第三變形例）

圖 12 為第三變形例的測試系統 100B 的方塊圖。前端電路 200B 包含 90°移相器 220，將局部信號 L_{O1} 移動 90°。第一混頻器 204Q 將 RF 信號與移相器 220 的輸出混合，提取 RF 信號的 Q 成分。對第一濾波器 206 #（# = I、Q）輸入對應的第一混頻器 204 # 的輸出。頻率轉換部 210 # 接收對應的第一濾波器 206 # 的輸出，並將其輸出 $S_{\#}$ 供給於數化器 110 #。

【0087】 藉此，能以複數的形式對基帶信號 $S_{I\wedge}$ 、 $S_{Q\wedge}$ 進行處理。以複數進行信號處理的一個優點為可處理負頻率，局部信號 L_{O2} 的頻率 f_{LO2} 能以第二混頻器 214 的輸出 $S_{I\wedge}$ 、 $S_{Q\wedge}$ 包含負頻率成分的方式決定。例如於設為 $f_{BP}=f_{LO2}$ 的情形時，基帶信號 $S_{I\wedge}$ 、 $S_{Q\wedge}$ 具有以 0 Hz (DC) 為中心的頻譜。於 A/D 轉換器 114 的取樣率為 500 Msps 的情形時，可將 1 個子帶的頻寬擴大至 250 MHz。

【0088】 (第四變形例)

亦可藉由省略頻率轉換部 210，提高局部信號 L_{O1} 的頻率 f_{LO1} ，而藉由第一混頻器 204 直接生成 DC 附近的頻域的基帶信號 $S_{b\wedge}$ 。

【0089】 (第五變形例)

於實施形態中，不限於使局部信號 L_{O1} 的頻率 f_{LO1} 在每個測試循環中增大，亦可使局部信號 L_{O1} 的頻率在每個測試循環中減小，或亦可以無規的順序變化。

【0090】 (第六變形例)

實施形態中，說明了將多個子帶於頻域中合成而測定基帶信號 $S_b(t)$ 的頻譜的例子，但不限於此。例如根據測試系統 100，亦可進行 RF 信號所含的符號的解調、或 EVM 的測定。

【0091】 考慮 RF 信號為 OFDM 信號的情形。於圖 2 的測試系統 100 中，藉由處理器 130 將每個子帶的波形資料 DW 分別於時間軸上以每個符號切出。繼而，轉換成頻域的頻譜資料 DF，如圖 5 所示於頻域中合成。其中，合成後的寬頻基帶信號的中心頻率並非 DC，而設為 IF 頻率 f_{IF} 。

【0092】 藉由數位信號處理，對合成後的寬頻基帶信號分別乘以

$\cos(2\pi f_{IF})$ 、 $-\sin(2\pi f_{IF})$ ，實施正交解調。該運算可於頻域中進行，亦可於時間區域中進行。繼而將所得的 2 個信號作為實部、虛部進行離散傅立葉轉換，藉此可解調成原本的 OFDM 符號。

而且，可基於由離散傅立葉轉換所得的信號資訊（即振幅、相位）、及該些信號資訊的期待值而計算 EVM。

【0093】圖 12 的結構中藉由類比信號處理來進行正交解調，故而處理器 130 將藉由數化器 110I、110Q 所得的波形資料以每個符號劃分，並將所得的波形資料作為實部、虛部進行離散傅立葉轉換，藉此可解調成原本的 OFDM 符號。而且，可基於由離散傅立葉轉換所得的信號資訊（振幅、相位）及該些信號資訊的期待值而計算 EVM。

【0094】另外，OFDM 中對每個副載波分配符號，但解調需要用以修正延遲的引示（PILOT）副載波，引示副載波有時包含於其他子帶，故而較佳為將所有子帶於頻域中合成後，進行解調。然而，於 LSI 測試中可忽視每個符號的延遲波動的情形時，不需要引示副載波，故而亦可不進行頻域中的頻譜資料 DF 的合成，而對每個子帶獨立地進行解調。

【0095】本發明不限定於 OFDM，可廣泛地適用於寬頻的 RF 信號的測試。

【0096】基於實施形態對本發明進行了說明，但實施形態僅表示本發明的原理、應用，對於實施形態，可於不偏離申請專利範圍所規定的本發明的思想的範圍內，進行多種變形例或配置的變更。

[產業上的可利用性]

【0097】本發明是有關於一種 RF（高頻）元件的分析、評價。

【符號說明】

【0098】

- 10、 $MOD_0 \sim MOD_{N-1}$ ：調變器
- 12：S/P 轉換器
- 14：逆離散傅立葉轉換器
- 16、18：D/A 轉換器
- 19：正交調變器
- 20：解調器
- 22：正交解調器
- 24、26：去頻疊濾波器
- 28、30、114：A/D 轉換器
- 32：離散傅立葉轉換器
- 34：平行串列轉換器
- 100、100A、100B、100C、100D：測試系統
- 102：RF 元件
- 110、110D、110I、110Q：數化器
- 112：放大器
- 116：抽樣保持電路
- 120：數位模組
- 130：處理器
- 140：測試板
- 150：任意波形產生器
- 160：毫米波 BOST 單元
- 170：測定器

200、200B、200C、200D、250：前端電路

202：頻率可變振盪器

204、204I、204Q：第一混頻器

206、206I、206Q：第一濾波器

210、210C、210I、210Q：頻率轉換部

212：振盪器

214、214I、214Q：第二混頻器

216、216I、216Q：第二濾波器

A：振幅

BW、 Δf_{BB} ：帶寬

const：常數

COMP_DATA_k、COMP_DATA_{k+1}、CAL_DATA_{k-1}、

CAL_DATA_k：資料

DEMOD₀～DEMOD_{N-1}：解調器

DF₀～DF₉、DF_{S0}～DF_{S9}、DF_{S_{k-1}'}、DF_{S_k}、DF_{S_k'}、DF_{S_{k+1}}、DF_{S_k}

_{+1'}：頻譜資料

Di(t)、Dq(t)、DW、DW₀～DW₉：波形資料

FCH₀～FCH₉：子帶

s₀～s_{N-1}：副載波

f、f_p、f₀～f_{N-1}、DC：頻率

f_{BP}：中心頻率

f_C：載波頻率

G：修正係數

Im：虛部

L_{01} 、 L_{02} ：局部信號

$I(t)$ ：同相信號

OB：交疊頻帶

$Q(t)$ ：正交信號

Re：實部

$r(t)$ ：接收信號

RF、IF、 $IF_0 \sim IF_9$ 、 $IF'_0 \sim IF'_9$ 、 IF' ：信號

S100、S102、S200～S228：步驟

$S_b \wedge$ 、 $S_I \wedge$ 、 $S_Q \wedge$ ：基帶信號

$sym_0 \sim sym_{N-1}$ ：符號資料

$s(t)$ ：RF 發送信號

$s[n]$ ：串列資料

t ：時間

$X_0 \sim X_{N-1}$ ：複數資料

$Y_0 \sim Y_{N-1}$ ：複數資料（頻譜資料）

$\angle DF_{s_k}$ 、 $\angle DF_{s'_k}$ 、 $\angle DF_{s_{k-1}}$ ：相位

Δf ：頻率間隔

$\Delta \varphi$ ：修正量

φ ：相位

【發明申請專利範圍】

【請求項 1】一種前端電路，用於來自被測試元件的射頻信號的測試，

所述射頻信號是藉由寬頻基帶信號將具有載波頻率的載波信號調變而生成，

所述前端電路包括：

頻率可變振盪器，生成具有可變的局部頻率的局部信號；

第一混頻器，將所述局部信號與所述射頻信號混頻，生成具有頻率等於所述載波頻率減去所述局部頻率的中間頻率信號；及

帶通型的第一濾波器，對所述中間頻率信號進行過濾，

所述前端電路構成為能夠將基於所述中間頻率信號的基帶信號供給於數化器，

所述局部頻率能夠從具有與所述第一濾波器的帶寬相等或更窄的頻率間隔的多個頻率中選擇，其中所述頻率間隔窄於所述第一濾波器的帶寬，

所述寬頻基帶信號包含多個副載波，

於所述局部頻率為第 k 個測試循環中的局部頻率時的所述第一濾波器的輸出、與所述局部頻率為第 $k+1$ 個測試循環中的局部頻率時的所述第一濾波器的輸出，共同地包含所述多個副載波中的至少一個， k 為 0 或正整數。

【請求項 2】如申請專利範圍第 1 項所述的前端電路，更包括：

第二混頻器，將通過所述第一濾波器的所述中間頻率信號降頻；及

第二濾波器，對所述第二混頻器的輸出進行過濾，

所述基帶信號與所述第二濾波器的輸出相應。

【請求項 3】一種前端電路，用於來自被測試元件的射頻信號的測試，

所述射頻信號是藉由寬頻基帶信號將具有載波頻率的載波信號調變而生成，

所述前端電路包括：

頻率可變振盪器，生成具有可變的局部頻率的局部信號；

第一混頻器，將所述局部信號與所述射頻信號混頻，生成具有頻率等於所述載波頻率減去所述局部頻率的中間頻率信號；

帶通型的第一濾波器，對所述中間頻率信號進行過濾，

所述前端電路構成為能夠將基於所述中間頻率信號的基帶信號供給於數化器，

所述局部頻率能夠從具有與所述第一濾波器的帶寬相等或更窄的頻率間隔的多個頻率中選擇，

第二混頻器對，將通過所述第一濾波器的所述中間頻率信號降頻，且分離為同相成分與正交成分；及

第二濾波器對，對所述第二混頻器對的輸出進行過濾。

【請求項 4】一種測試系統，包括：

如申請專利範圍第 1 項至第 3 項中任一項所述的前端電路；

數化器，將所述前端電路的輸出轉換成數位的波形資料；及

電腦，對所述波形資料進行處理。

【請求項 5】如申請專利範圍第 4 項所述的測試系統，其中所述電腦將所述數化器依所述局部頻率的所述多個頻率分別生成的多個波形資料轉換成頻域的多個頻譜資料，

使所述多個頻譜資料於頻率軸上移動並合成。

【請求項 6】如申請專利範圍第 5 項所述的測試系統，其中所述局部頻率的間隔窄於所述第一濾波器的帶寬，

所述寬頻基帶信號包含多個副載波，

所述電腦基於第 k 個頻譜資料、及第 $k+1$ 個頻譜資料所含的共同的副載波的資料，來修正各頻譜資料， k 為 0 或正整數。

【請求項 7】一種測試板，包括如申請專利範圍第 1 項至第 3 項中任一項所述的前端電路。

【請求項 8】一種電腦，用於對來自被測試元件的射頻信號進行測試的測試系統，

所述射頻信號是利用寬頻基帶信號將具有載波頻率的載波信號調變而生成，

所述測試系統包括：

頻率可變振盪器，生成具有可變的局部頻率的局部信號；

第一混頻器，將所述局部信號與所述射頻信號混頻，生成具有頻率等於所述載波頻率減去所述局部頻率的中間頻率信號；

帶通型的第一濾波器，對所述中間頻率信號進行過濾；及

類比數位轉換器，將基於通過所述第一濾波器的所述中間頻率信號的基帶信號轉換成數位的波形資料，

所述電腦以具有與所述第一濾波器的帶寬相等或更窄的頻率間隔的多個頻率對所述局部頻率離散地進行切換，

將依所述多個頻率分別獲得的多個波形資料轉換成頻域的多個頻譜資料，

使所述多個頻譜資料於頻率軸上移動，合成移動後的多個頻

譜資料，其中所述頻率間隔窄於所述第一濾波器的帶寬，

所述寬頻基帶信號包含多個副載波，

所述電腦基於第 k 個的頻譜資料、與第 $k + 1$ 個頻譜資料所含的共同的副載波的資料，來修正頻譜資料， k 為 0 或正整數。

【請求項 9】一種儲存程式的電腦可讀記錄媒體，所述程式於電腦中執行，所述電腦用於對來自被測試元件的射頻信號進行測試的測試系統，

所述射頻信號是利用寬頻基帶信號將具有載波頻率的載波信號調變而生成，

所述測試系統包括：

頻率可變振盪器，生成具有可變的局部頻率的局部信號；

第一混頻器，將所述局部信號與所述射頻信號混頻，生成具有頻率等於所述載波頻率減去所述局部頻率的中間頻率信號；

帶通型的第一濾波器，對所述中間頻率信號進行過濾；及

類比數位轉換器，將基於通過所述第一濾波器的所述中間頻率信號的基帶信號轉換成數位的波形資料，

所述程式使所述電腦執行下述處理：

以具有與所述第一濾波器的帶寬相等或更窄的頻率間隔的多個頻率對所述局部頻率離散地進行切換；

將依所述多個頻率分別獲得的多個波形資料轉換成頻域的多個頻譜資料；及

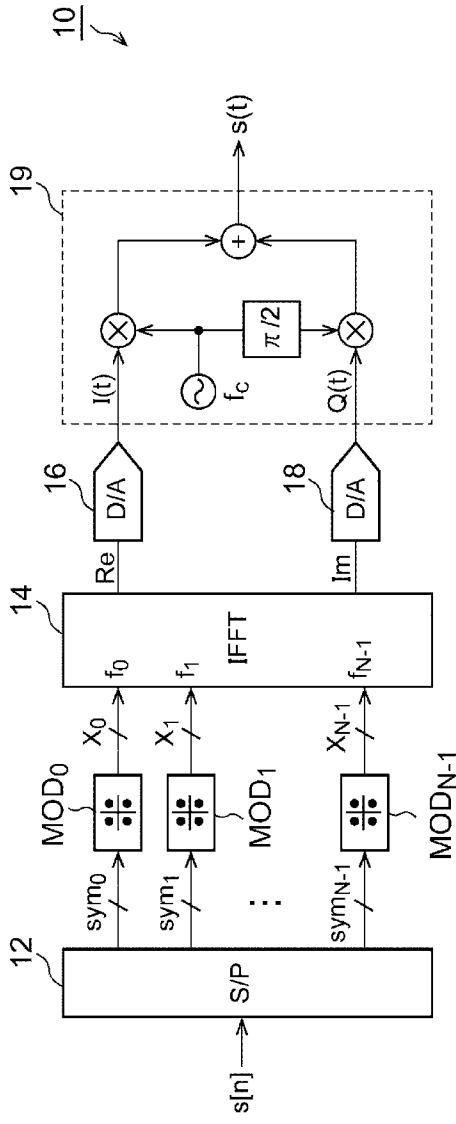
使所述多個頻譜資料於頻率軸上移動並進行合成，所述頻率間隔窄於所述第一濾波器的帶寬，

所述寬頻基帶信號包含多個副載波，

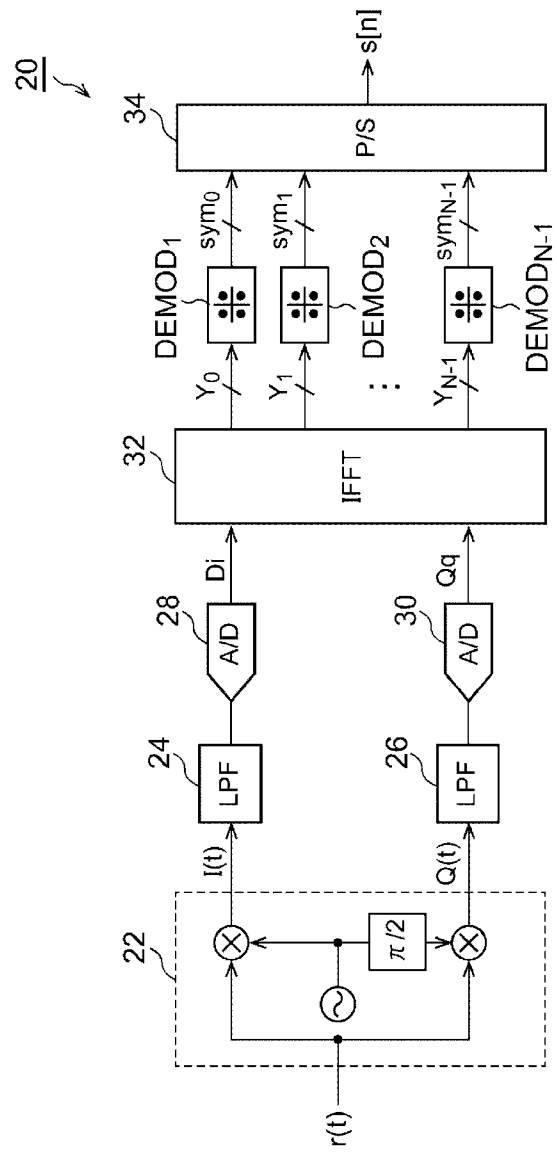
所述程式使所述電腦更執行下述處理：

基於第 k 個頻譜資料、與第 $k + 1$ 個頻譜資料所含的共同的副載波的資料，來修正各頻譜資料， k 為 0 或正整數。

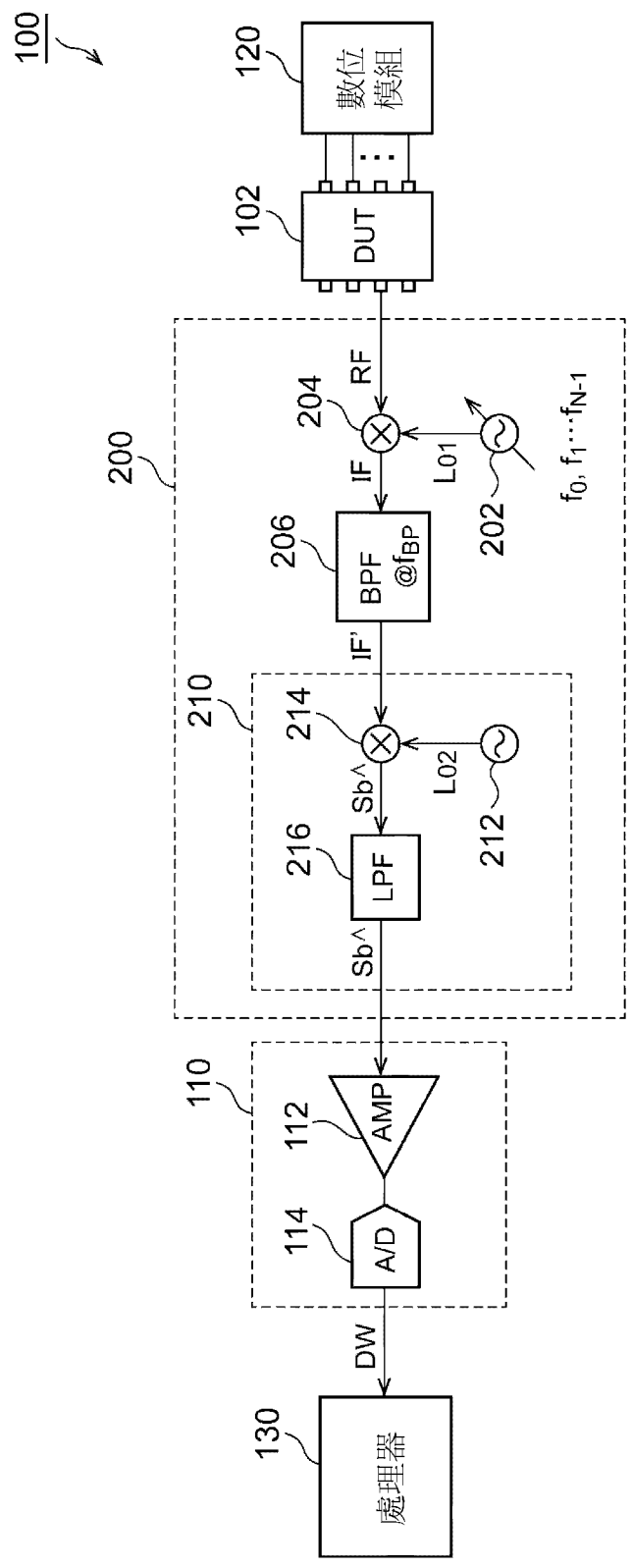
【發明圖式】



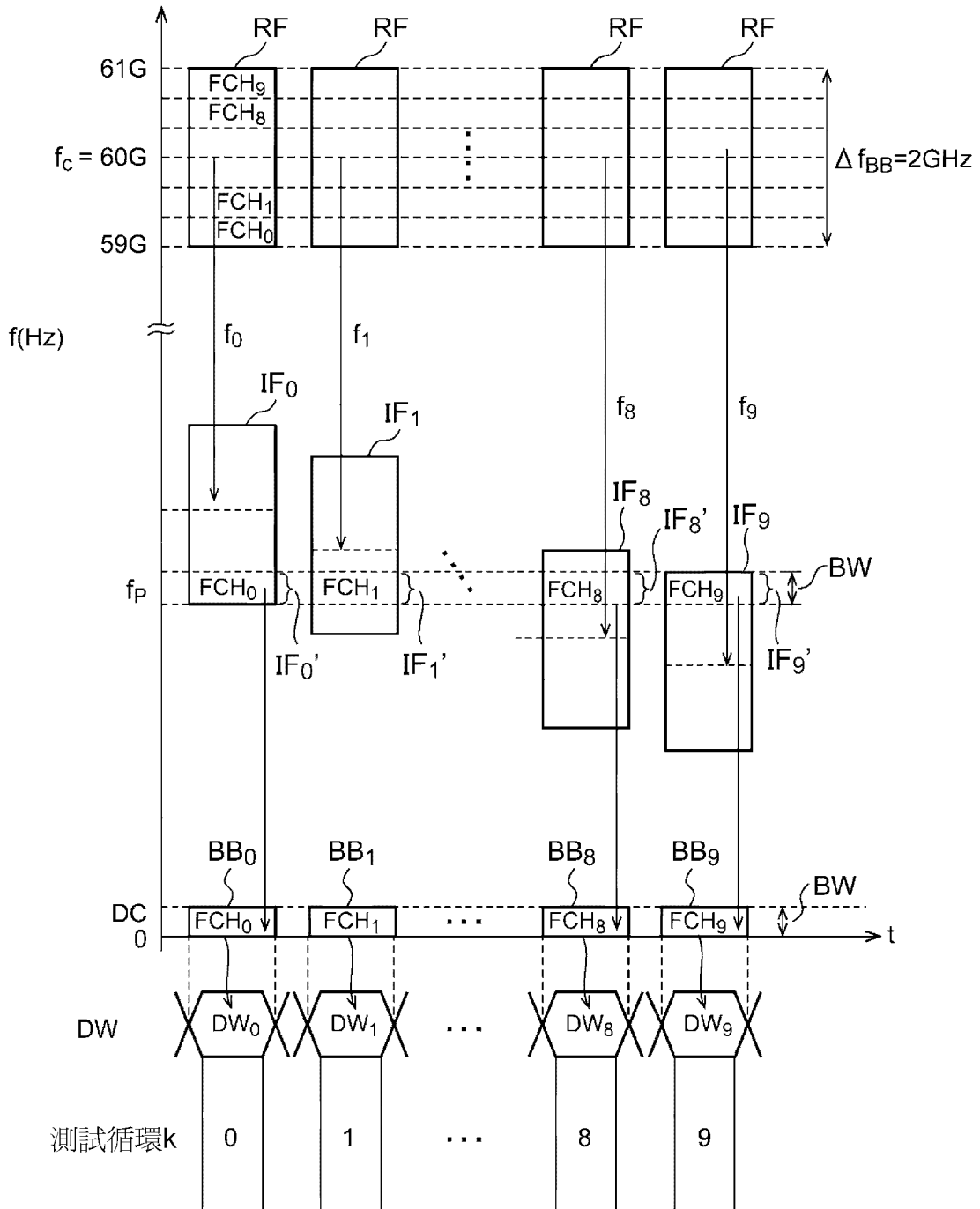
【圖1(a)】



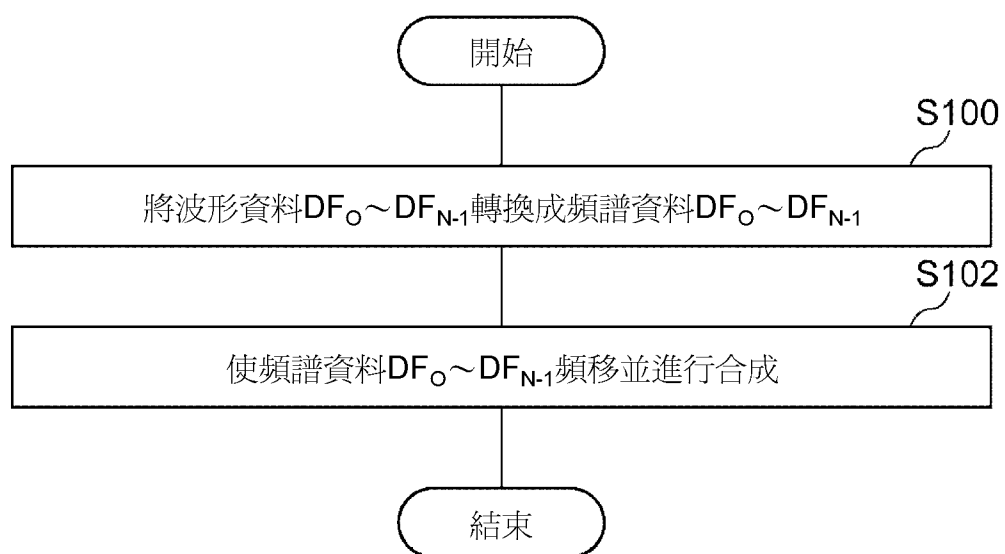
【圖1(b)】



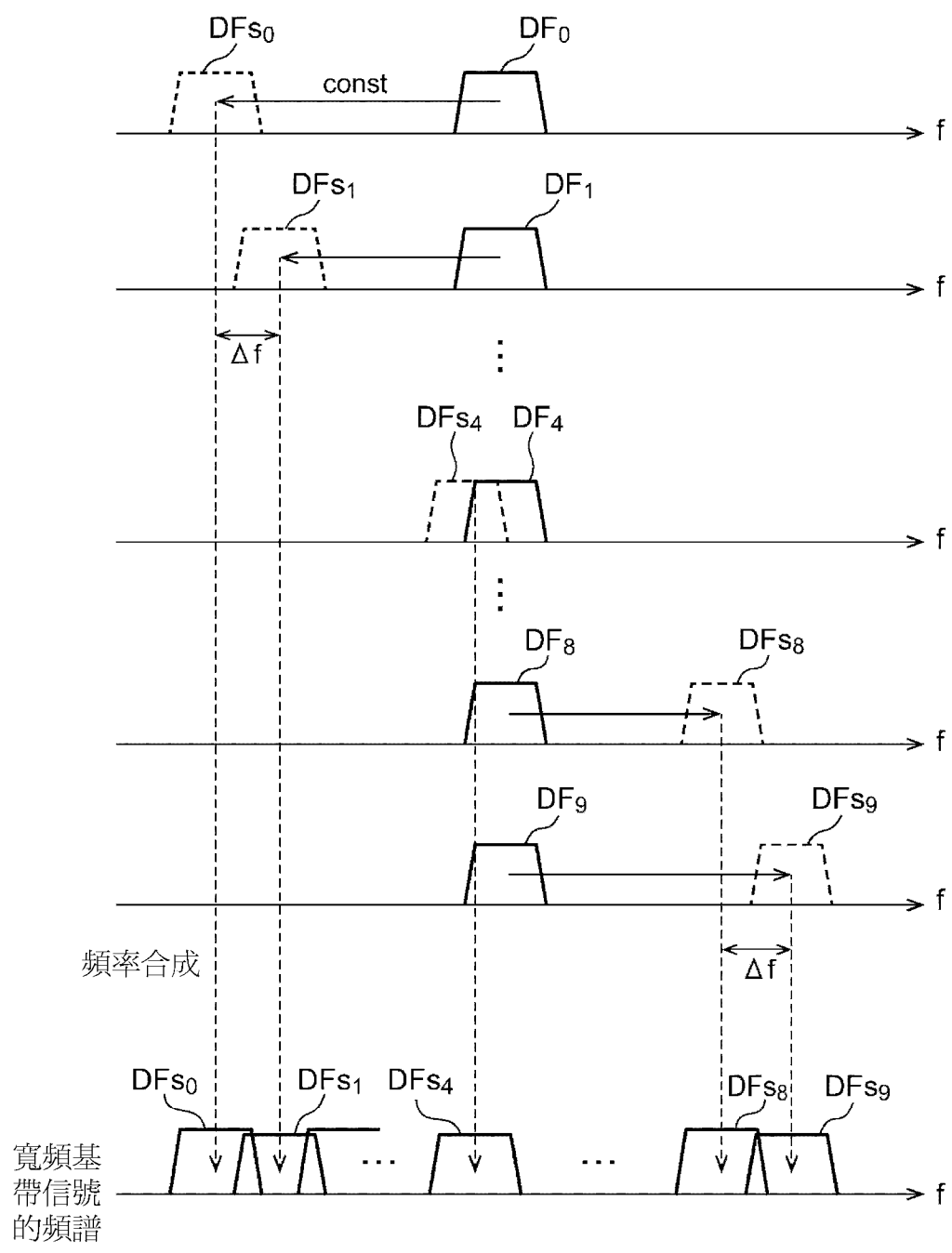
【圖2】



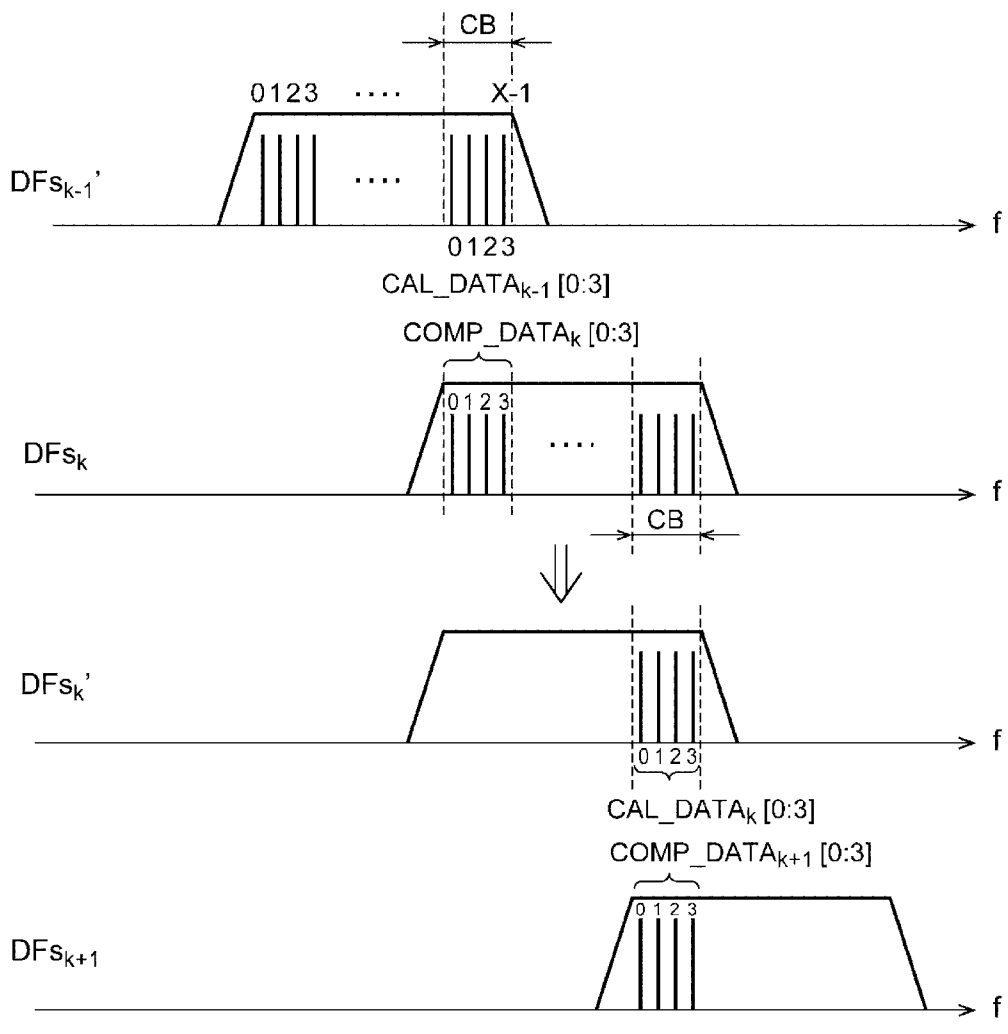
【圖3】



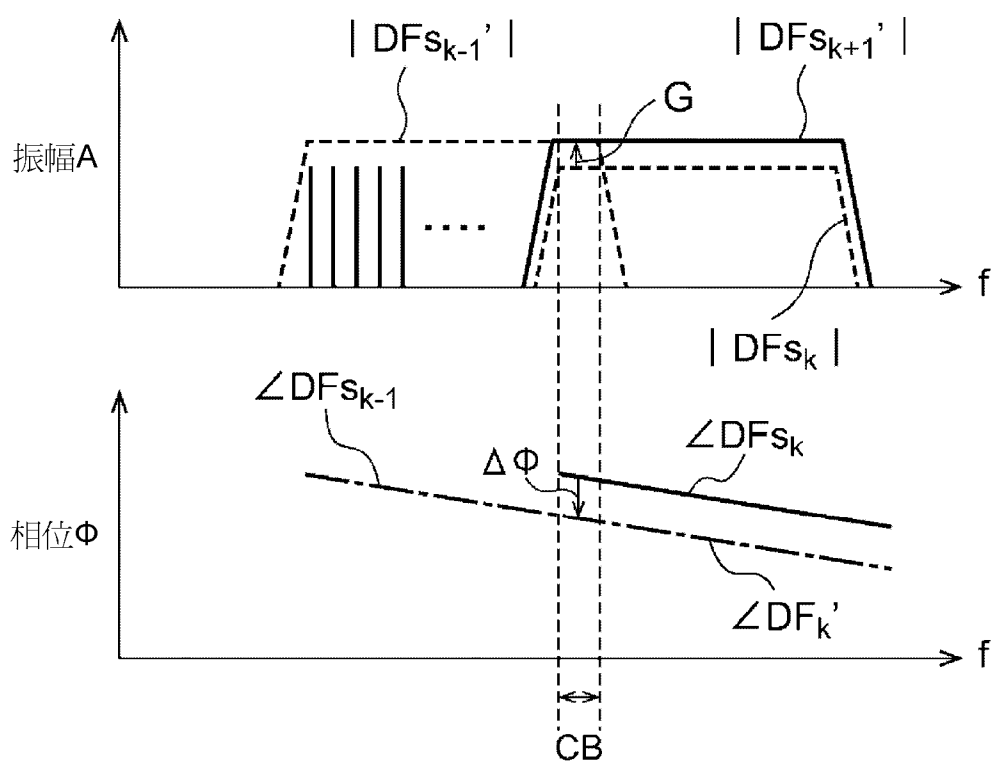
【圖4】



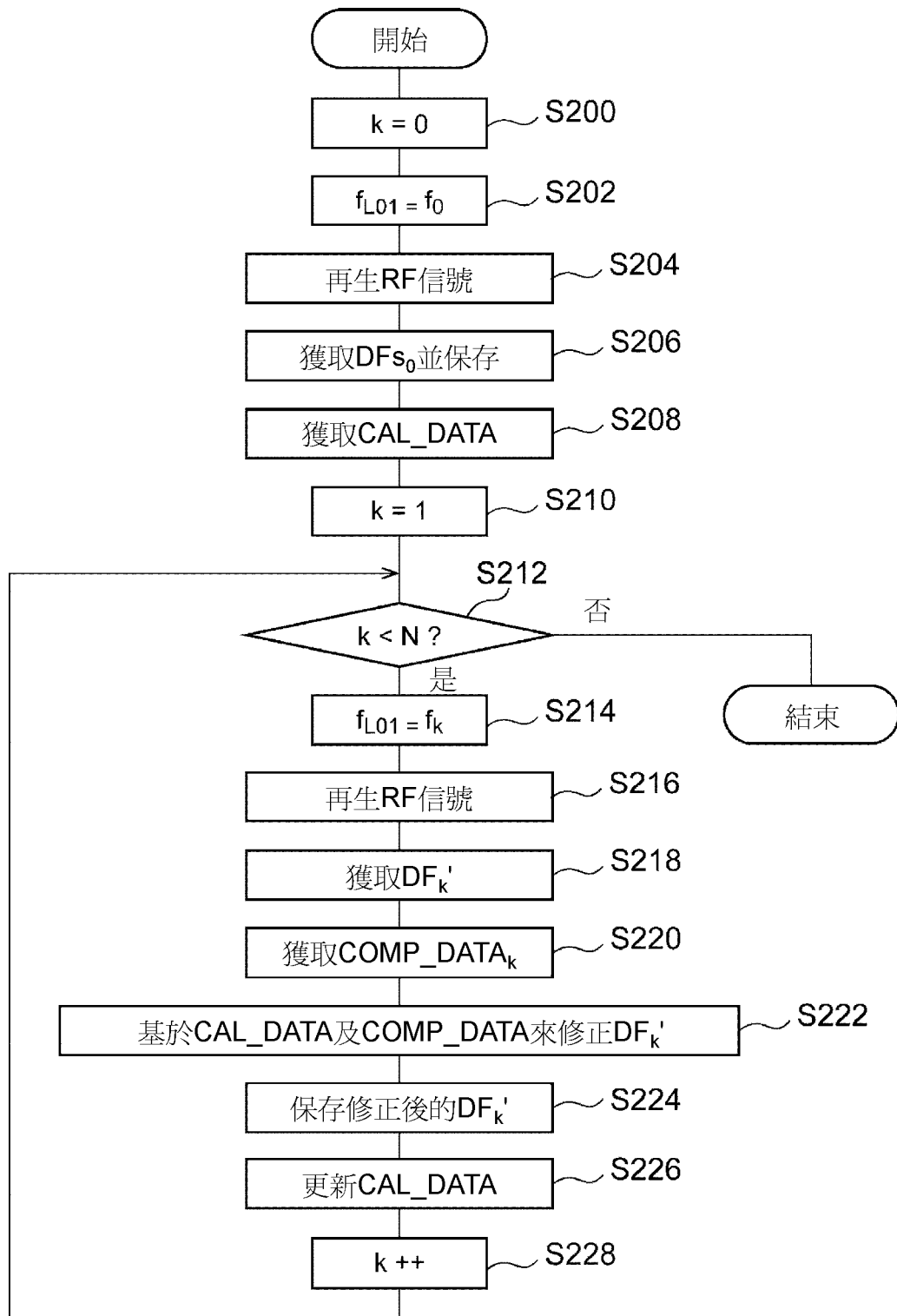
【圖5】



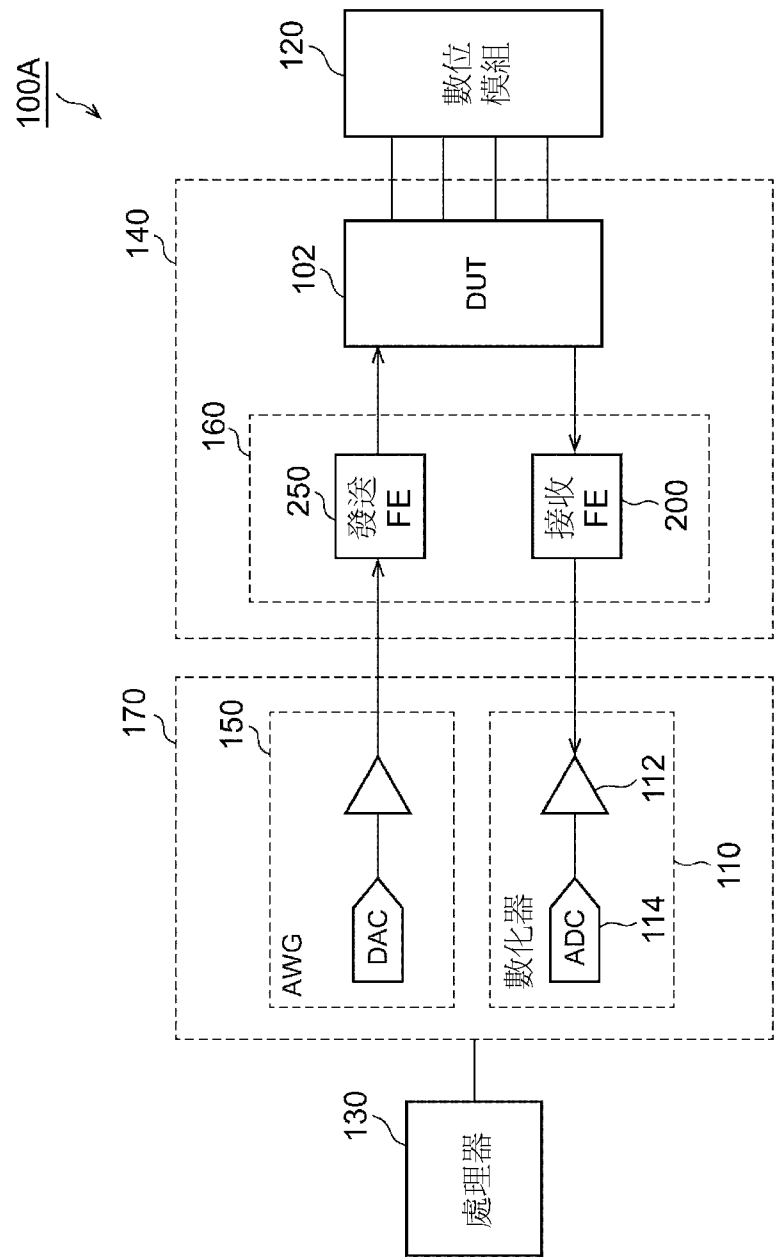
【圖6】



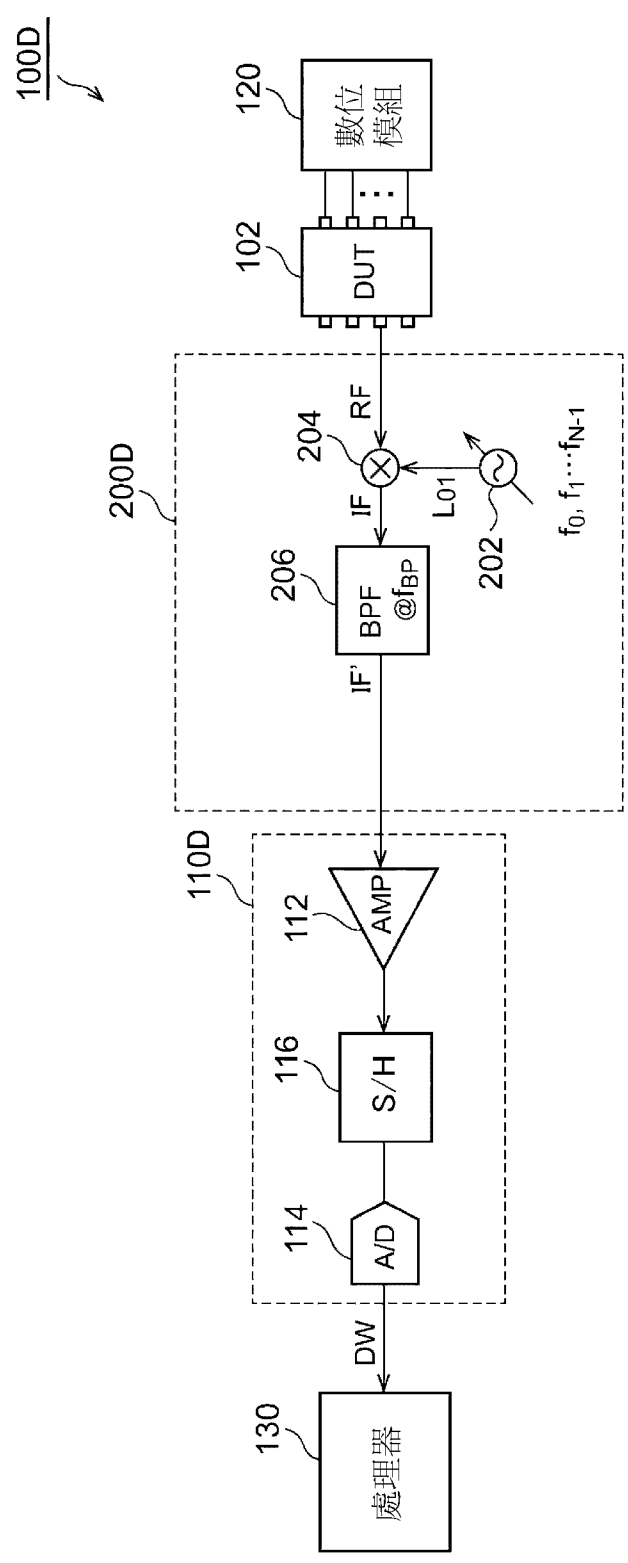
【圖7】



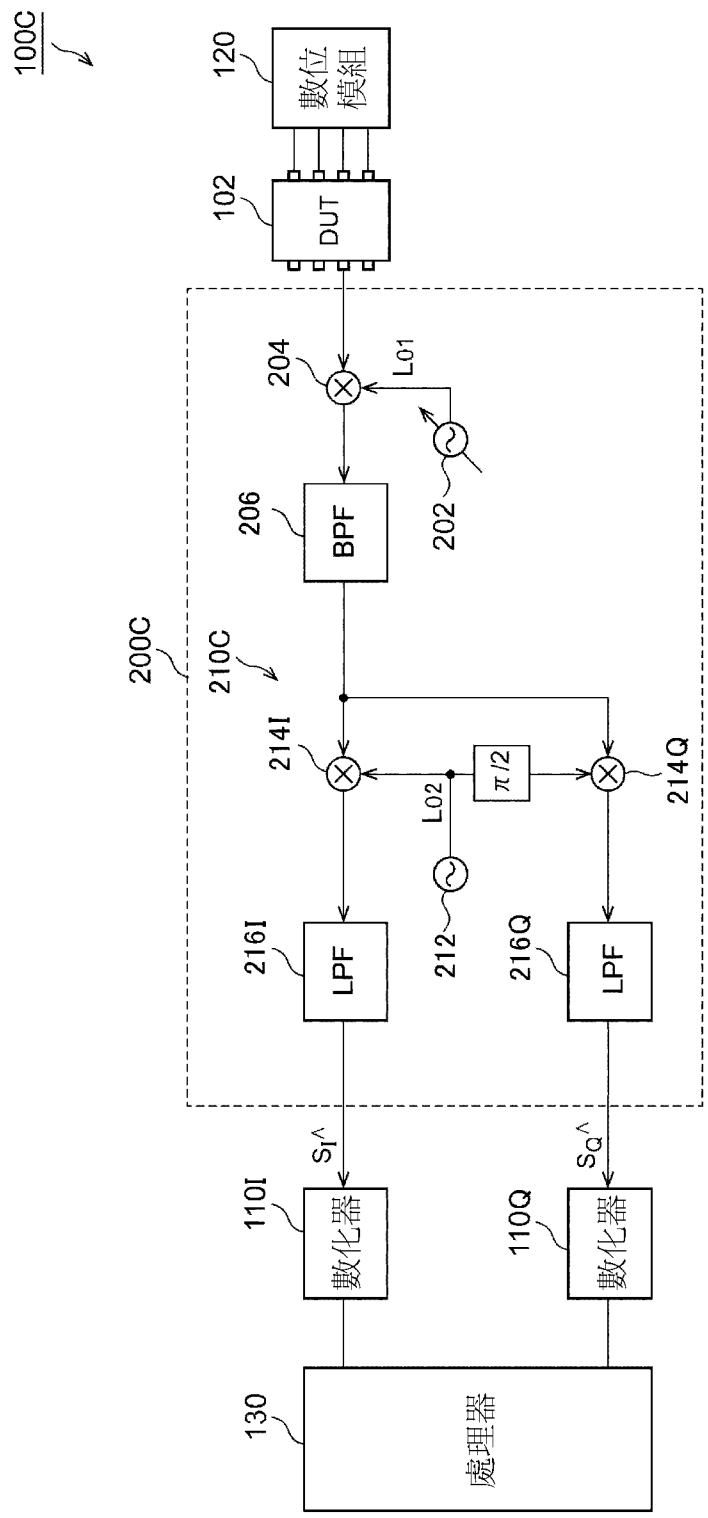
【圖8】



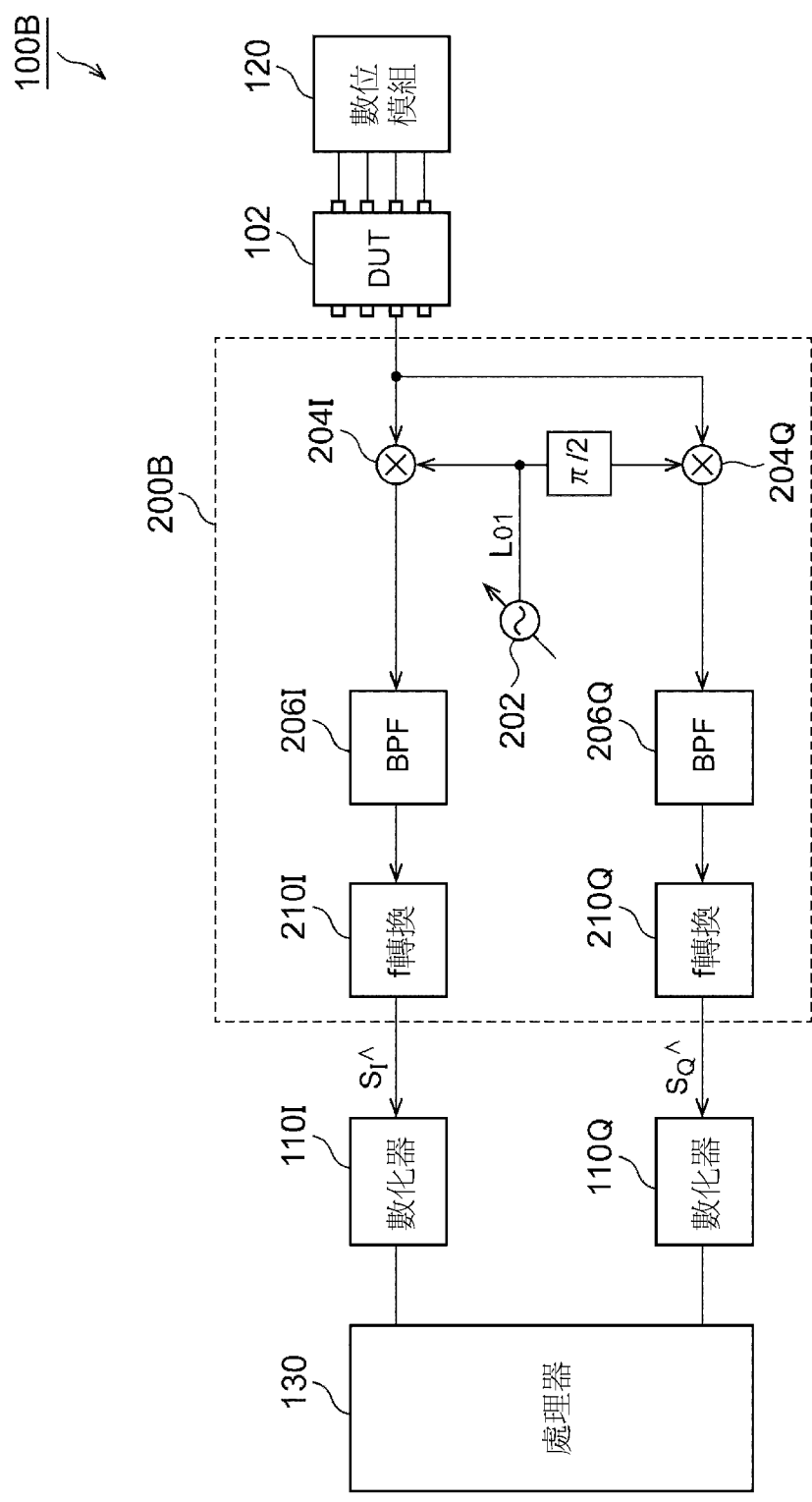
【圖9】



【圖10】



【圖11】



【圖12】