

(21)申請案號：098120832

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 06 月 22 日

(51)Int. Cl.：

H01P3/00 (2006.01)

H01P1/00 (2006.01)

(30)優先權：2008/09/11

世界智慧財產權 PCT/JP2008/066426

組織

(71)申請人：菅間梨繪 (日本) SUGAMA, RIE (JP)

日本

菅間徹 (日本) SUGAMA, TORU (JP)

日本

(72)發明人：菅間徹 SUGAMA, TORU (JP)

(74)代理人：林志剛

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：9 項 圖式數：12 共 52 頁

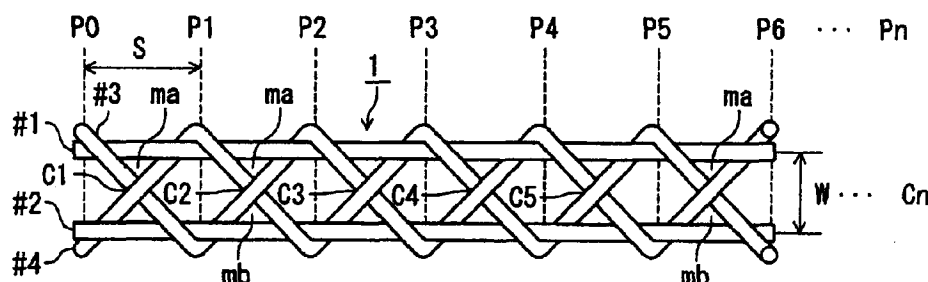
(54)名稱

傳輸媒體

(57)摘要

具備有：第 1、第 2 導線（#1、#2），其係被相互作分離配置且被略平行地並排設置；和第 3 導線（#3），其係在第 1、第 2 導線的長度方向上來形成在此些之第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（P0 ~ Pn）；以及第 4 導線，其係在第 1、第 2 導線之長度方向上，分別形成在前述第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（P0 ~ Pn），與在此些之第 1、第 2 導線彼此的內側處而與前述第 3 導線相交叉之複數的交叉部（C1 ~ Cn），前述第 3、第 4 導線之前述各糾纏部，係在前述第 1、第 2 導線之長度方向上分別被交互配置，前述第 1、第 2 導線之其中一方與上述第 3、第 4 導線間之各糾纏部的捲繞方向，係分別為同一方向，另一方面，此些第 1、第 2 導線之各糾纏部彼此的捲繞方向，係相互為逆方向，在前述各交叉部處之前述第 3 導線與第 4 導線的重疊方向，係於第 1、第 2 導線之長度方向上而交互成為逆方向。

(A)



1：傳輸媒體

C0 ~ Cn：交叉部

i：電流

ma：三角形之各空間

mb：三角形之各空間

P0 ~ Pn：糾纏部

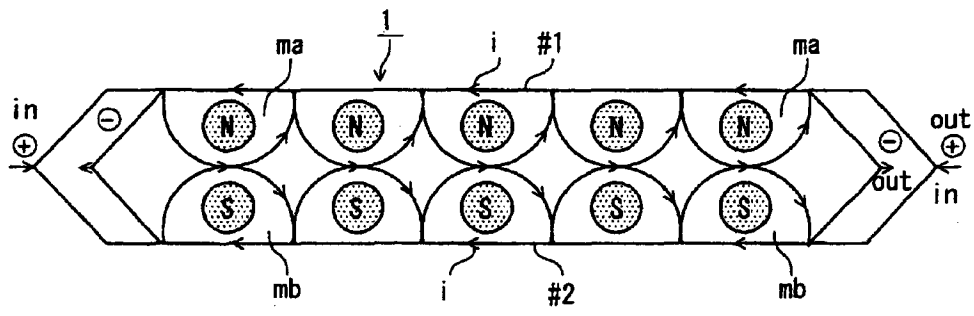
#1：第 1 線

#2：第 2 線

#3：第 3 曲線

#4：第 4 曲線

(B)



(21)申請案號：098120832

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 06 月 22 日

(51)Int. Cl.：

H01P3/00 (2006.01)

H01P1/00 (2006.01)

(30)優先權：2008/09/11

世界智慧財產權 PCT/JP2008/066426

組織

(71)申請人：菅間梨繪 (日本) SUGAMA, RIE (JP)

日本

菅間徹 (日本) SUGAMA, TORU (JP)

日本

(72)發明人：菅間徹 SUGAMA, TORU (JP)

(74)代理人：林志剛

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：9 項 圖式數：12 共 52 頁

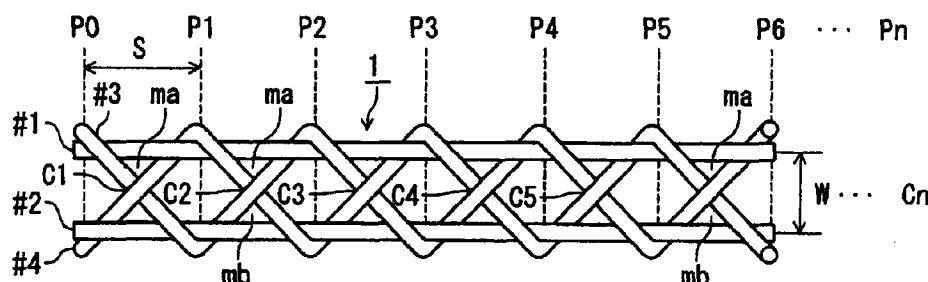
(54)名稱

傳輸媒體

(57)摘要

具備有：第 1、第 2 導線（#1、#2），其係被相互作分離配置且被略平行地並排設置；和第 3 導線（#3），其係在第 1、第 2 導線的長度方向上來形成在此些之第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（P0 ~ Pn）；以及第 4 導線，其係在第 1、第 2 導線之長度方向上，分別形成在前述第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（P0 ~ Pn），與在此些之第 1、第 2 導線彼此的內側處而與前述第 3 導線相交叉之複數的交叉部（C1 ~ Cn），前述第 3、第 4 導線之前述各糾纏部，係在前述第 1、第 2 導線之長度方向上分別被交互配置，前述第 1、第 2 導線之其中一方與上述第 3、第 4 導線間之各糾纏部的捲繞方向，係分別為同一方向，另一方面，此些第 1、第 2 導線之各糾纏部彼此的捲繞方向，係相互為逆方向，在前述各交叉部處之前述第 3 導線與第 4 導線的重疊方向，係於第 1、第 2 導線之長度方向上而交互成為逆方向。

(A)



1：傳輸媒體

C0 ~ Cn：交叉部

i：電流

ma：三角形之各空間

mb：三角形之各空間

P0 ~ Pn：糾纏部

#1：第 1 線

#2：第 2 線

#3：第 3 曲線

#4：第 4 曲線

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明，係有關於傳輸媒體，特別是有關於在訊號或電力之傳輸時的相位延遲或是振幅衰減（電壓降下）為極少的傳輸媒體。

【先前技術】

一般而言，當經由傳輸路徑來將訊號或電力作傳輸時，起因於傳輸路徑所具有之電阻成分或是電感成分，在受訊側或受電側所受訊之訊號或電力，相對於送訊訊號（輸入），係無法避免會有電壓降下（振幅衰減）或是相位延遲而使傳輸特性劣化的事態。將此種相位延遲或是電壓之降低抑制在最小限度，並以使傳輸特性成為最佳化的方式來設計傳輸路徑之構成一事，係成為最大的課題。

特別是，在高頻訊號之傳輸時，由於存在於傳輸路徑中之浮游電容或是電感、集膚效果（skin effect）或介電損失等所致的損失、或是頻率分散等的影響，係會變大，並使訊號劣化成為顯著，而在長距離傳輸的情況時，在途中而對訊號作放大之中繼器係成為必要。

為了對此種訊號劣化所致之問題作改善，於先前技術中，設置有用以對於送訊側之送訊波形而預先考慮由於損失所致之波形劣化並將其設為對劣化量作了補償之波形的等化器（Equalizer）之構成，係被實用化，但是，由於設置等化器所致之成本上升、構成之複雜化，係成為問題。

又，爲了對上述問題作對應，亦提案有：將訊號分離成訊號劣化係爲顯著之高頻成分、和劣化爲少之低頻成分。例如，藉由平面圖案呈現扁平之コ字形的波形劣化補償部，來將送訊訊號分離爲低頻成分與高頻成分。亦即是，利用高頻成分其對於電容之阻抗爲小一事，而形成利用有配線間電容之高頻傳輸路徑，並藉由此高頻傳輸路徑來將高頻成分作分離，另一方面，關於低頻成分，則係使用將該路徑藉由コ字形導體線路所構成了的低頻傳輸路徑來作分離，並藉由使低頻成分經過較高頻傳輸路徑而長度多出有特定量之長度的低頻傳輸線路徑側，來在其與高頻傳輸路徑之間形成傳輸之時間差，而使高頻成分較低頻成分而更快地傳輸，藉由此，而對波形劣化作補償（將傳輸速度較低頻成分爲更慢之高頻成分的延遲藉由距離差來作補償）。藉由將此結果作合成，而對訊號波形劣化作補償。關於此種構成之波形劣化補償傳輸路徑，係在專利文獻 1 中有所揭示。

此種訊號劣化，在積體電路之配線中，亦爲相同，例如，在以千兆赫以上之時脈頻率而動作之積體電路中，不僅是配線之電感成分，作爲返回電流（return current）路徑的接地之影響亦係變大，亦即是，在低頻區域中並不會成爲問題之浮游電容或是電感，在高頻區域中係會成爲大的問題，而返回電流係大大的依存於配線之頻率特性，而並不一定會通過接地。其結果，在經由傳輸路徑而傳輸高頻訊號時，傳輸特性係劣化，並在輸出端處產生更進一步

之電壓準位的降低或是相位之延遲。

如此這般，在訊號傳輸路徑所傳輸之訊號品質，係會受到傳輸路徑本身所具有之電阻成分、電容成分、電感成分的影響，特別是在高頻傳輸時，此些成分之浮游成分係會造成大的影響，因此，訊號之振幅衰減（電壓降下）、相位延遲（延遲）係變得非常大，作為傳輸特性之評價參數的眼圖，係會嚴重的崩潰，而成為訊號傳輸之最大的課題。

例如，在先前技術中，當經由 2 根的傳輸路徑，而將原本並不存在相位之偏差的互為相異之訊號，藉由相異之傳輸特性來作傳輸的情況時，起因於傳輸路徑之傳輸頻率特性的差異，在兩訊號中會產生相位差。為了對此作補償，係將較快一方之訊號（相位延遲為少之訊號）藉由延遲器來使其延遲，而對兩訊號之相位差作補償。但是，此一方法，係有必要特地將延遲時間為少的訊號之相位與延遲為大之訊號的相位作配合，而成為與絕對性之訊號傳輸的高速化之方向背道而馳的作法。

又，對於主要起因於傳輸路徑之電阻成分的振幅劣化（電壓降下），係並不存在有對策，除了在傳輸路徑中來藉由被內藏於中繼器中的放大器而將振幅放大之方法（此係亦為補償）以外，係並沒有更好的方法。此放大，係有著亦將雜訊放大的可能性，而有著造成 S/N 比的降低之虞。

總歸來說，在先前技術中，係僅採用為了配合於較差

的特性而故意使較佳的特性惡化以作補償之消極的對策，對於將經由傳輸路徑之傳輸時的訊號劣化作根本性的解決一事，係為不可能。

〔專利文獻 1〕日本特開 2004-297538 號公報

【發明內容】

因此，本發明者，係提案有一種：在傳輸時之相位延遲係為極少，且振幅衰減（電壓下降）亦為極少，而訊號劣化相較於先前技術係大幅地減少之傳輸媒體（日本特願 2006-67039（平成 19 年 3 月 15 日申請），以下，稱作先前申請案）。

此先前申請案，係仍未被週知，如圖 11 中所示一般，將由導電材料所成之直線狀的第 1 與第 2 線 # 1、# 2 略平行地分離配設，並將由導電材料所成之曲線狀的第 3 導線 # 3，在第 1 與第 2 導線 # 1、# 2 上分別交互地從其中一方向來糾纏，並沿著第 1 與第 2 導線 # 、# 之長度方向而捲繞。又，將由導電材料所成之曲線狀的第 4 導線 # 4，沿著第 1 與第 2 導線 # 1、# 2，而以與第 3 導線 # 3 之形狀相反的形狀來在第 1 與第 2 導線 # 、# 2 上分別交互地從其中一方向來作糾纏並捲繞。

亦即是，在此傳輸媒體之編織法中，若是對藉由點 I、II、III 所被包圍之圖 11 中上側的三角形 ta 處之 3 根的導線 # 1、# 3、# 4 之重疊方式作觀察，則第 4 導線 # 4 係在點 I 處而從第 1 導線 # 1 之上方來在交叉部 II 處而通

過第 3 導線 # 3 之下方。以下，若是將此狀態表記為 # 4：
 I（導線 1 之上方）→ II（導線 3 之下方），則第 3 導線
 # 3 之重疊方式，係成為導線 # 3：II（導線 4 之上方）→
 III（導線 1 之下方），第 1 導線 # 1 之重疊方式，係成為
 導線 # 1：III（導線 3 之上方）→ I（導線 4 之下方），3
 根的導線 # 1、# 3、# 4，係分別交互相異地交叉並成為對
 稱。

然而，在藉由點 IV、II、V 所包圍的圖 11 中下側之
 三角形 tb 處之 3 根的導線 # 1、# 3、# 2 之重疊方式，係
 成為導線 # 3：IV（導線 2 之上方）→ II（導線 4 之上方
 ）；導線 # 4：II（導線 3 之下方）→ V（導線 2 之下方
 ）；導線 # 2：V（導線 4 之上方）→ IV（導線 3 之下方
 ），導線 # 3 係在點 IV 以及 II 之兩個場所處，成為通過其
 他之 2 根的導線 # 1、# 2 之上方（也可以說，導線 # 4 係
 在點 II 以及 V 之兩個場所處，成為通過其他之 2 根的導線
 # 2、# 3 之下方）。

然而，在此種先前申請案中，係發現了下述一般之新的
 課題，亦即是：若是於該傳輸媒體處而施加例如在長度
 方向上作拉張之外力，則其之全體的形狀係變形，產生電
 磁場之三角形 ta、tb 亦變形，而成為無法形成充分的空間
 。

亦即是，在點 I 以及 III 處，第 1 導線 # 4 係以藉由第
 1 導線 # 4 或是第 3 導線 # 3 而被包挾的方式而被綁緊，又
 ，第 4、第 3 導線 # 4 以及 # 3 之相對於第 1 導線 # 1 的上

下關係，由於係與在第 4 導線 # 4 與第 3 導線 # 3 之交叉部 II 處的上下關係相反，因此，綁緊力係為強。然而，在點 IV 以及 V 處，第 3、第 4 導線 # 3、# 4 之相對於第 2 導線 # 2 的上下關係，由於係與在交叉部 II 處之上下關係相同，因此，第 2 導線 # 2 之藉由第 3、第 4 導線 # 3、# 4 而被綁緊的力，係會變弱。

於圖 12，展示其模樣。若是將在點 I 處之第 1 導線 # 1 從第 4 導線 # 4 所受到的朝上以及朝下之力，分別設為 f_{Iu} 、 f_{Id} ，並將在點 IV 處之第 2 導線 # 2 從第 3 導線 # 3 所受到的朝上以及朝下之力，分別設為 f_{IVu} 、 f_{IVd} ，則係成為 $f_{Iu} = f_{Id} > f_{IVu} = f_{IVd}$ 。因此，當在此傳輸媒體處而從外部被施加有力的情況時，在將第 2 導線 # 2 作包挾之點處，係會產生鬆弛，並成為容易產生傳輸媒體全體之形狀的崩潰。特別是，係發現了下述一般之新的課題：產生電磁場之三角形 ta 、 tb 的空間，係成為無法充分地保持，並使得傳輸時之相位延遲與振幅衰減效果減少。

本發明，係為有鑑於此一新的發現而進行者，其目的，係在於提供一種：就算是負荷有外力，全體之形狀的變形亦為少，而能夠將傳輸時之相位延遲與振幅衰減效果提升之傳輸媒體。

本發明，係為一種傳輸媒體，其特徵為，具備有：第 1、第 2 導線，其係被相互作分離配置且被略平行地並排設置；和第 3 導線，其係在第 1、第 2 導線的長度方向上來形成在此些之第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分

別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部；以及第 4 導線，其係在第 1、第 2 導線之長度方向上，分別形成在前述第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部，與在此些之第 1、第 2 導線彼此的內側處而與前述第 3 導線相交叉之複數的交叉部，前述第 3、第 4 導線之前述各糾纏部，係在前述第 1、第 2 導線之長度方向上分別被交互配置，前述第 1、第 2 導線之其中一方與上述第 3、第 4 導線間之各糾纏部的捲繞方向，係分別為同一方向，另一方面，此些第 1、第 2 導線之各糾纏部彼此的捲繞方向，係相互為逆方向，在前述各交叉部處之前述第 3 導線與第 4 導線的重疊方向，係於第 1、第 2 導線之長度方向上而交互成為逆方向。

若藉由本發明，則能夠將訊號或電力之傳輸時的該訊號或電力之相位延遲或者是振幅衰減（電壓降下）大幅度地降低。又，就算是在傳輸媒體處負荷有長度方向之拉張等的外力，亦能夠對其之全體的形狀之變化作抑制，因此，能夠對於前述相位延遲或振幅衰減之減低效果的下降作抑制。

又，在前述發明中，較理想，前述第 1～第 4 導線，係在由於此些中所流動之電流所致的電磁性相互作用會起作用之範圍內而被作配設。

進而，在前述發明中，較理想，前述第 3、第 4 形狀態樣，係與前述第 1、第 2 導線糾纏並被形成為正弦波形狀。

進而，在前述發明中，較理想，前述第 3、第 4 形狀態樣，係與前述第 1、第 2 導線糾纏並被形成為山形狀。

進而，在前述發明中，較理想，前述第 1～第 4 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接。

又，在前述發明中，較理想，前述第 1、第 2 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接，前述第 3、第 4 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接。

進而，在前述發明中，較理想，前述第 1、第 2 導線之共通連接部係被接地，從前述第 3、第 4 導線之被作了共通連接的輸入側，係被輸入有訊號等之電力。

又，在前述發明中，較理想，前述第 1、第 2 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接，前述第 3、第 4 導線，係被設為獨立之導線。

進而，在前述發明中，較理想，前述第 1、第 2 導線，係被作共通連接並接地，前述第 3、第 4 導線，係為獨立之訊號導線。

【實施方式】

以下，針對本發明之實施形態，根據複數之添附圖面而作說明。另外，在此些之複數的添附圖面中，對於相同或是相當之部分，係附加有相同之符號。

圖 1 (A)，係為展示本發明之其中一種實施形態的傳輸媒體 1 之一部份的平面模式圖，圖 1 (B)，係為同傳輸媒體 1 的原理圖。

如圖 1 (A) 中所示一般，傳輸媒體 1，係具備有：身為空出有所需要之間隔 W 而被略平行地並排設置之直線狀的第 1、第 2 導線之第 1、第 2 線 # 1、# 2；和身為在此些之第 1、第 2 線 # 1、# 2 之間而以略 180 度相異之相位來分別以略 8 字狀而被捲繞，並使該捲繞在第 1、第 2 導線 # 1、# 2 之長度方向上而反覆進行之第 3、第 4 導線的曲線 # 3、# 4。

此些之各線 # 1 ~ # 4，其導線表面係藉由絕緣膜而被被覆。但是，就算是不藉由絕緣膜而作被覆，只要成為相互並不接觸的狀態即可。各線 # 1 ~ # 4，係只要為通常之導電性線材即可，而可為銅、鋁等，只要是導電材料，則係不限定其種類。直線 # 1、# 2 之相隔距離 W ，例如係為略 4mm，第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 間之糾纏距離間隔 S ，係為略 5mm。但是，此些尺寸，係可因應於傳輸媒體 1 之用途等而適宜作選擇。

傳輸媒體 1，在第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 的與第 1、第 2 線 # 1、# 2 間作糾纏之糾纏部、以及編織構造上，係具備有下述之一大特徵。亦即是，關於圖 1 中所示一般之山形狀或是正弦波形狀的第 3、第 4 曲線 # 3、# 4，在身為糾纏部之糾纏位置 $P1$ 處，第 3 曲線 # 3 係在圖中下方之第 2 直線 # 2 處，以從其之圖中前方（亦即是紙面上方）側起來朝向後（亦即是紙面下方）側而繞回的方式而被彎折並糾纏，在相鄰之糾纏位置 $P2$ 處，則係以從圖中上方之第 1 直線 # 1 的下側起來朝向上側而繞回的方式而被

作彎折並糾纏。

進而，在相鄰之糾纏位置 P3 處，曲線 # 3 係在直線 # 2 處，以從其之上側來朝向下側而彎折的方式來作糾纏，在糾纏位置 P4 處，則係以從圖中上方之直線 # 1 的下側起來朝向上側而彎折的方式來作糾纏，在糾纏位置 P5 處，曲線 # 3 係以從直線 # 2 的上側起來朝向下側而彎折的方式來作糾纏，之後，係被進行有相同之糾纏方法、編織方法。因此，此些之曲線 # 3 的糾纏位置（糾纏部）P1 ~ P5，係在第 1、第 2 線 # 1、# 2 之長度方向上被反覆進行。

另一方面，在圖 1 中，關於曲線 # 4，在糾纏位置 P1 處，係在圖中上方之直線 # 1 處，以從其之下側起來朝向上側而彎折的方式來作糾纏，在糾纏位置 P2 處，則係以從直線 # 2 的上側起來朝向下側而彎折的方式來作糾纏。進而，在相鄰之糾纏位置 P3 處，第 4 曲線 # 4 係以從直線 # 1 之下側來朝向上側而彎折的方式來作糾纏，在糾纏位置 P4 處，則係以從直線 # 2 的上側起來朝向下側而彎折的方式來作糾纏，在糾纏位置 P5 處，曲線 # 4 係以從直線 # 1 的下側起來朝向上側而彎折的方式來作糾纏，之後，係被進行有相同之糾纏方法、編織方法。因此，此些之曲線 # 4 的糾纏位置 P1 ~ P5，係在第 1、第 2 線 # 1、# 2 之長度方向上被反覆進行。

而後，在此些之各糾纏位置 P1 ~ P5 處，於第 1 線 # 1 側處，第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 係以從第線 # 1 之下側起

來朝向上側而繞入的方式而被彎折並糾纏。另一方面，於第 2 線 # 2 側處，第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 係以從第 2 線 # 2 之上側起來朝向下側而繞入的方式而被彎折並糾纏，其之繞入方向（亦即是捲繞方向），在第 1 線 # 1 與第 2 線 # 2 處，係成為相反方向。

亦即是，如圖 1（A）中所示一般，在圖中上方之第 1 線 # 1 的各糾纏部 $P_0 \sim P_n$ 處，曲線狀之第 3、第 4 曲線 # 3、# 4，係從第 1 線 # 1 之圖中紙面下（後方）側起而繞入至紙面上（前方）側處，且被彎折為直角等之所需要的角度，而被作捲繞。

另一方面，在圖 1（A）中，在下方之第 2 線 # 2 的各糾纏部 $P_0 \sim P_n$ 處，曲線狀之第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 係從第 2 線 # 2 之圖中紙面上（前方）側來朝向紙面下方（後方）側而繞入，且以略直角等之所需要之角度而被彎折並被作捲繞，該纏捲（捲繞）方向係成為與第 1 線 # 1 為逆方向。故而，在第 1、第 2 線 # 1、# 2 之相分離方向的中間點處，當將與此些之第 1、第 2 線 # 1、# 2 平行地前進之省略圖示的水平中心線作為對稱軸時，此些之第 1、第 2 線 # 1、# 2 的糾纏部 $P_0 \sim P_n$ 之捲繞方向係成為非對稱。

而後，在此些之各線 # 1 ~ # 4 的各糾纏部 $P_0 \sim P_n$ 之長度方向各中間部處，係分別被形成有第 3 線 # 3 與第 4 線 # 4 以直角等之所需要之角度而交叉的交叉部 C_1 、 C_2 、 $\dots$ 、 C_n 。在此些之交叉部 C_1 、 C_2 、 $\dots$ 、 C_n 處，第 3、第

4 線 # 3、# 4 之其中一方，係通過另外一方之紙面上方（前方）側，並以使其之上下的重疊方向在第 1、第 2 線 # 1、# 2 之長度方向上而依序成為相反的方式來作交叉。

例如，在圖 1（A）中左端之交叉部 C1 處，第 4 線 # 4 係通過第 3 線 # 3 之上方側，在下一個的交叉點 C2 處，第 3 線 # 3 係通過第 4 線 # 4 之上方側，在後續之交叉部 C3 ~ Cn 處，通過上方側之線，係成為第 4 線 # 4、第 3 線 # 3、... 而依序被作逆轉。

如圖 1（B）中所示一般，於同圖 1（A）中，若是從糾纏部 P0 側之輸入（in）起來朝向輸出（out）側而通電電流 i，則在藉由第 1 線 # 1 與第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 所分別包圍形成之略三角形狀的各空間 m_a 、 m_a 、...、 m_a 中，例如係分別被形成有 N 極之垂直變動磁場 N。

又，在藉由第 2 線 # 2 與第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 所分別包圍形成之略三角形狀的各空間 m_b 、 m_b 、...、 m_b 中，例如係分別被形成有 S 極之垂直變動磁場 S。此些之 N、S 極的垂直變動磁場，係朝向第 1、第 2 線 # 1、# 2 之長度方向而依序移動。

故而，可以理解，在此傳輸媒體 1 中，藉由此些之垂直變動磁場 N、S，在各線 # 1 ~ # 4 中所流動之電流的電子係被加速，亦即是具備有所謂的自勵式之電子加速作用。亦即是，換言之，此傳輸媒體 1，係為自勵式電子加速器。針對此點之理論性的說明，係於後再述。

圖 2，係為本發明之第 2 實施型態的傳輸媒體 1A 之

概略立體圖。於此所展示之實施型態中，此傳輸媒體 1A，係將上述傳輸媒體 1 之 4 根的線 # 1～# 4 之輸入側與輸出側的各個作結合並作為 1 根的線來作使用。

又，亦可如圖 3 中所示之傳輸媒體 1B 一般，將 2 根的直線 # 1、# 2 彼此作結合，另一方面，將 2 根的曲線 # 3、# 4 彼此作結合，並藉由此來作為 2 根的線而使用。進而，亦可如圖 4 中所示之傳輸媒體 1C 一般，將 4 根的各線 # 1～# 4 分別獨立地作利用。又，亦可將 4 根的線 # 1～# 4 中之 2 根作結合，並將剩餘的 2 根作為獨立線來使用。例如，藉由將作了結合之 2 根的直線 # 1、# 2 作接地，並將剩餘的 2 根作為立體聲訊號之 L 線與 R 線來使用，能夠謀求音質之大幅度的改善。

又，在圖 1 (A) 之傳輸媒體中，雖係將直線的第 1、第 2 線 # 1、# 2，和曲線的第 3、第 4 線 # 3、# 4，以相互接觸的狀態來作編織，但是，只要相互間之配置關係係為如同上述一般之構成，則便可達成本發明之效果。例如，亦可將第 1、第 2 線 # 1、# 2 在高度方向上以特定之距離（當產生有電磁場之相互作用時）而作分離配置，並於其之間來將 2 根的曲線在垂直方向上作分離配置。於此情況，亦同樣的，係需要將所有的線 # 1～# 4 配設在會被電磁性地結合之範圍內。

接著，對於使用具備有上述構成之本發明所致的傳輸媒體而進行了訊號傳輸時之實驗、藉由測定所得到之結果以及效果作說明。

此實驗，係為對於將圖 1 之第 1、第 2 的 2 根的直線 # 1、# 2 之輸入側與輸出側的各個作連接、結合而作為第 1 線（往路）來利用，並將 2 根的第 3、第 4 曲線 # 3、# 4 作連接、結合而作為第 2 線（返路）來利用了的情況時，其輸入訊號之在輸出側處的訊號準位之衰減（電壓下降）與相位延遲作了測定者。

實驗以及測定，係在此種構成下，將使頻率在 100kHz $\sim$ 20MHz 的範圍而作了變化之輸入訊號，在本發明之傳輸媒體中作傳輸，並對於輸出側之以示波器而作了測定的輸出訊號之相位延遲與訊號衰減狀況作了測定。又，為了作比較，針對先前技術之傳輸路徑，亦進行了相同之實驗。

圖 5，係為在本實驗中所被使用了的測定裝置之概略圖。

本測定裝置，係在至少包含有本發明所致之傳輸媒體的傳輸媒體（在本實施例中，傳輸路徑本身係藉由本發明所致之傳輸媒體所構成）之輸入側處，連接發訊訊號源 10，並在輸出側處，連接用以對輸出訊號之相位延遲與衰減狀況作監測的測定器（於本例中，係為示波器）20。在輸出側之示波器 20 處，係被連接有 50 Ω 之阻抗整合用（終端用）的電阻。

若是更具體地對於在實驗中所使用之測定裝置與傳輸路徑作說明，則係將圖 1 中所示之傳輸媒體 1 的第 1、第 2 直線 # 1、# 2 之輸入側與輸出側分別作連接，並構成第

1 傳輸線 # 11 (參考圖 3) , 並將第 1 傳輸線 # 11 作接地 , 而設為接地 , 且將第 2 傳輸線 # 22 作為訊號線 , 而輸入從震盪源 10 而來之震盪訊號。從震盪源 10 所產生之震盪訊號 , 係為正弦波訊號與方形波訊號 , 且頻率係為可變。

於此 , 所使用之本發明的傳輸媒體 1 的長度 , 例如係為 29m , 而電感係為 725mH , 電阻值係為 3.3Ω 。另外 , 藉由 4 根的線所構成之傳輸媒體 , 係亦可捲繞在捲線軸 (磁性體之芯) 上 , 經由實驗 , 可確認到 , 就算是此情況中 , 亦能夠得到與以下所說明者為相同之效果。

又 , 對於作為傳輸媒體而將從先前技術起便被一般性地使用之被覆電線作為傳輸媒體來使用時之實驗、測定結果 , 亦同時作展示。

作為圖 5 之測定裝置的震盪器 10 , 係使用 Tektronix 公司製之 AFG3102 , 作為示波器 , 係使用 TEXIO 公司製之 DSC-9506 , 作為探針 , 則係使用關西通信電線公司製之 RG-58A / U,Xm 。又 , 作為先前技術之傳輸路徑的線路 , 係使用被捲繞在芯上之長度 29m 的電線 (線徑 (芯線) $0.35\text{mm}\phi$ 、線外徑 (亦包含絕緣被覆) $0.4\text{mm}\phi$) 而電感值為 725mH 、電阻值為 3.3Ω 者 , 作為本發明之傳輸媒體 , 係使用同樣的被捲繞在芯上之長度 29m 的線 (直線 # 1 、 # 2 與曲線 # 3 、 # 4 係均為線徑 (芯線) $0.35\text{mm}\phi$ 、線外徑 (亦包含絕緣被覆) $0.4\text{mm}\phi$) , 且曲線 # 3 、 # 4 之電感值為 738mH 、電阻值為 4.0Ω , 直線 # 1 、 # 2 之電感值為 741mH 、電阻值為 3.2Ω 者。

作為測定條件，藉由震盪器 10 所產生之訊號，係為頻率 100kHz、相位 0.0° 、電壓 1.0V_{pp} 之方形波訊號，和頻率 1MHz、相位 0.0° 、電壓 1.0V_{pp} 之正弦波訊號。

一般而言，高頻訊號之傳輸路徑，由於係由浮游電感與浮游電容、還有電阻成份一般之等價性的分佈常數電路所構成，因此，在傳輸時，係必定會產生有相位之延遲或是振幅之衰減（電壓下降），並產生如同前述一般之訊號波形的劣化。

相對於此，若使用本傳輸媒體 1，則在實驗上，亦確認到了：此相位延遲或是振幅衰減，相較於先前技術之傳輸纜線等的傳輸路徑，係縮小了數十倍。

亦即是，在圖 6（A）與圖 6（B）中，係展示有當從震盪器 10 而將 100kHz 之正弦波訊號輸入至本發明所致之傳輸媒體與先前技術之傳輸媒體（電線）中時，在輸出側之示波器所觀測到的波形圖。

於圖 6（A）中，係展示有：當使用本發明所致之傳輸媒體（傳輸路徑）時，在輸入了正弦波訊號時，藉由輸出側之示波器 20 所測定了的將橫軸設為時間軸之輸入波形（虛線 in）與輸出波形（實線 out）。在此實驗中，係觀測到了 176ns 之相位延遲。

另一方面，於圖 6（B）中，係展示有：當使用先前技術之傳輸路徑時，在輸入了正弦波訊號時，藉由輸出側之示波器 20 所測定了的將橫軸設為時間軸之輸入波形（虛線 in）與輸出波形（實線 out）。在此實驗中，係觀測

到了 $2.36 \mu s$ ($2360ns$) 之相位延遲。

若依據此實驗結果，則相對於先前技術之傳輸路徑的相位延遲係為 $2360ns$ ，若使用本實施型態所致之傳輸媒體，則相位延遲係為 $176ns$ ，相較於先前技術，係能夠抑制在 $1/10$ 以下的值。

於圖 7 (A) 中，係展示有：當使用本發明所致之傳輸媒體（傳輸路徑）時，在輸入了方形波訊號時，藉由輸出側之示波器 20 所測定了的將橫軸設為時間軸之輸入波形（虛線 in）與輸出波形（實線 out）。在此實驗中，係觀測到了 $8ns$ 之相位延遲。

另一方面，於圖 7 (B) 中，係展示有：當使用先前技術之傳輸路徑時，在輸入了方形波訊號時，藉由輸出側之示波器 20 所測定了的將橫軸設為時間軸之輸入波形（虛線 in）與輸出波形（實線 out）。在此實驗中，係觀測到了 $58ns$ 之相位延遲。

若依據此實驗結果，則相對於先前技術之傳輸路徑的相位延遲係為 $58ns$ ，若使用本實施型態所致之傳輸媒體，則相位延遲係為 $8ns$ ，相較於先前技術，係能夠抑制在 $1/7$ 以下的值。

此實驗結果，係令人感到驚訝，特別是，若是考慮到在高頻帶域中傳輸媒體係為等價性的分佈常數電路一事，則此實驗結果係為在通常常識中所無法想像到者。但是，現實上，若是使用本發明之傳輸媒體，則係得到了此種的結果。可以想見，如同上述一般，其主要之原因，係在於

在具備有特徵性構成之 4 根的線 # 1 ~ # 4 中所流動之電流所致之電磁的相互作用。

接下來，根據圖 (A)、(B)，圖 9 (A)、(B)，來對於此種本發明之作用效果的數理學性之理論考察作說明。

圖 8 (A)，係為對圖 1 (A) 中所示之傳輸媒體 1 的在 2 維平面上之電流 I_1 、 I_2 、 I_3 等的分布作展示之模式圖，(B) 係為對同傳輸媒體 1 之電磁場等的分佈作展示之模式圖。

圖 9 (A)，係為對在圖 8 (B) 中所示之數理學性理論模式的理論方程式 (0) 之數理學性理論模式作展示的模式圖，同 (B) 係為同 (A) 之部分擴大圖。

首先，對於在圖 8、圖 9 中所示之傳輸媒體 1 的數理學性理論模式之設定作假定。

在此理論模式中，可以想見，與某一三角渦（亦即是圖 1 (A) 中，將產生垂直變動磁場之空間 m_a 、 m_b 作包圍的三角形之線中所流動之渦電流）相鄰接之在中央之 2 個的眼（交叉部 $C_1 \sim C_n$ ）之端點間所產生的起電力，係藉由該三角渦之垂直磁場和相鄰接之 2 個的三角渦所作出之垂直磁場而被作誘導（參考圖 8 (B)）。而後，沿著眼之中央線，於空間中係產生阻抗，並藉由起電力，而流動電流（參考圖 9）。由下述之說明，可以清楚得知，藉由此，傳輸媒體係具備有衰減以及延遲為極少的傳輸特性。

以下，假定電流係全部為有頻率之交流，並將記號如

同下述一般的作定義。

I ：從某一眼起而流向另一眼之電流。

ΔI_n ：在第 n 個的眼之中央的空間中所流動之電流的 $1/2$ 。

J_n ：在第 n 與第 $(n+1)$ 個之間的三角形之渦電流。

此時，請注意到，此設定係滿足克希何夫電流定律。
進而，如下述一般：

[數式 1]

$\tilde{R}(\omega)$ ：一個的眼之中央的空間之阻抗的2倍

C ：三角形之二等邊與底邊之間的線間容量

R ：三角形之二等邊的一邊之線的電阻

$\tau = C \cdot R$ ：三角渦之循環電路的CR時間常數

ρ_0 ：相對於中央之二等邊的各邊之長度的三角形之底邊的長度之比

$\rho = 2 + \rho_0, \sigma = 2 + \sigma_0$

§1. 傳輸媒體上之電磁場（參考圖 8（A）、（B））

對圖 8（A）、（B）之設定作假定。

在傳輸媒體上所產生之電磁場，藉由電磁學，可以得知係成為下述一般。在傳輸媒體之各個的三角渦（圖（B）中，藉由粗黑線所包圍之區域）中，藉由畢歐沙瓦定律，係產生有強的垂直變動磁場。進而，此垂直變動磁場，係藉由電磁誘導之法則，而產生沿著傳輸媒體之中心線的方向之電場。

因此，在此理論模式中，係如同下述一般地作考慮。
被誘導至相接於三角渦之 2 個的眼之端點間（圖 8（B）

中，2 點鍊線箭頭）的起電力，係成爲

〔 數 式 2 〕

$$-\tilde{L}_0 \cdot \frac{\partial}{\partial t}(I_1 + I_2 + \sigma_0 \cdot I_3)$$

進而，被誘導至相接於旁鄰之三角渦之 2 個的眼之端點間（圖 8（B）中，3 點鍊線箭頭）的起電力，係成爲

〔 數 式 3 〕

$$-\tilde{L}_1 \cdot \frac{\partial}{\partial t}(I_1 + I_2 + \sigma_0 \cdot I_3)$$

於此，係假設 I_1 、 I_2 、 I_3 （圖 8（B）中，粗黑線箭頭）之相互的比，係接近於 1， σ_0 係爲由傳輸媒體之形狀所訂定之常數，電抗 $\tilde{L}_0$ 、 $\tilde{L}_1$ ，係爲由形狀與大小所訂定之常數。

〔 數 式 4 〕

此時，請注意到， $\tilde{L}_0$ 與 $\tilde{L}_1$ 之比 $\tilde{L}_0 / \tilde{L}_1$ ，係僅經由傳輸媒體之形狀而被決定，而並不依存於大小。並且，下式係成立：

$$1 < \tilde{L}_0 / \tilde{L}_1 < 2$$

（左側之不等式，係代表，在圖 8（B）中，由於 3 點鍊線係較 2 點鍊線而距離三角渦更遠，故而成爲 $\tilde{L}_1 < \tilde{L}_0$ 。又，右邊之不等式，係代表，在圖 8、圖 9 中，由於 3 點鍊線之一半係與 2 點鍊線之一半相一致，因此 $\tilde{L}_1$ 係爲 $\tilde{L}_0 / 2$ 以上，且由於在與 2 點鍊線並不一致之 3 點鍊線的一半中所產生的起電力，亦並非爲 0，因此，係成爲 $\tilde{L}_0 / 2 < \tilde{L}_1$ 。）

§2. 傳輸媒體之理論方程式（參考圖 9）

以下，對圖 9（A）之設定作假定。

〔 數 式 5 〕

在此理論中，成為 $\frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1} \omega_0 < 1$ 的情況，係假設僅限於 $\omega_0 < \omega$ 的情況。

於此， ω_0 係假設為滿足 $\omega_0 < \tau^{-1}$ 之頻率值。

於此，係設為 $n = 0, 1, \dots, N-4$ 。

對第 $(n+2)$ 個與第 $(n+3)$ 個的2個的眼之中央的起電力作注意（圖8(B)・2點鍊線箭頭）、
(0)

$$\begin{aligned} & \tilde{R}(\omega) \cdot (\Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t)) = \\ & -\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial t} ((I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + J_{n+2}(t)) + (I(t) + \Delta I_{n+3}(t) + J_{n+2}(t)) + (\sigma_0 \cdot (I + \Delta I_N + J_{n+2}(t)))) \\ & -\tilde{L}_1 \cdot \frac{\partial}{\partial t} ((I(t) + \Delta I_{n+1}(t) + J_{n+1}(t)) + (I + \Delta I_{n+2}(t) + J_{n+1}(t)) + (\sigma_0)(I + \Delta I_N(t) + J_{n+1}(t))) \\ & -\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial t} ((I(t) + \Delta I_{n+3}(t) + J_{n+3}(t)) + (I + \Delta I_{n+4}(t) + J_{n+3}(t)) + (\sigma_0)(I + \Delta I_N(t) + J_{n+3}(t))) \end{aligned}$$

（於圖8(B)中，第一項係為粗黑線箭頭之三角渦所致的作用，第二項係為下側之3點鍊線箭頭之三角渦所致的作用，第三項係為上側之3點鍊線箭頭之三角渦所致的作用。）

〔 數 式 6 〕

將上式作變形：

$$\begin{aligned} & \tilde{R}(\omega) \cdot (\Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t)) \\ & = -\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial T} (\sigma \cdot I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t) + (\sigma_0) \cdot \Delta I_N(t) + \sigma \cdot J_{n+2}(t)) \\ & -\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial T} (2 \cdot \sigma \cdot I(t) + \Delta I_{n+1}(t) + \Delta I_{n+2}(t) + 2 \cdot (\sigma_0) \Delta I_N(t) \\ & + \Delta I_{n+3}(t) + \Delta I_{n+4}(t) + \sigma \cdot J_{n+1}(t) + \sigma \cdot J_{n+3}(t)) \end{aligned}$$

〔 數 式 7 〕

進而對此式作變形，相對於 $n = 0, 1, \dots, N-4$ ，

(1)

$$\begin{aligned} & (\tilde{R}(\omega) + \tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial t}) \cdot (\Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t)) + \tilde{L}_1 \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\Delta I_{n+1}(t) + \Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t) + \Delta I_{n+4}(t)) \\ & = -(\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial t}) \cdot (\sigma \cdot I(t) + (\sigma_0) \cdot \Delta I_N(t) + \sigma \cdot J_{n+2}(t)) \\ & -(\tilde{L} \cdot \frac{\partial}{\partial t}) \cdot (\sigma \cdot I(t) + 2 \cdot (\sigma_0) \cdot \Delta I_N(t) + \sigma \cdot J_{n+1}(t) + \sigma \cdot \Delta J_{n+3}(t)) \end{aligned}$$

〔 數 式 8 〕

接著，相對於 $n = -1, 0, 1, \dots, N-3$ ，在圖9(A)之粗黑線的三角渦之循環電路（參考圖9(B)）中適用克希何夫電壓定律，

$$\frac{1}{C} \int ((J_{n+2}(t) + J_{n+3}(t)) + (J_{n+2}(t) - J_{n+1}(t))) dt + (R \cdot ((I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + J_{n+2}(t)) + R \cdot (I(t) + \Delta I_{n+3}(t) + J_{n+2}(t)) + (\rho_0 \cdot R) \cdot (I(t) + \Delta I_N(t) + J_{n+2}(t)))) = 0$$

よつて、

$$\frac{1}{C} \int ((J_{n+2}(t) - J_{n+3}(t)) + (J_{n+2}(t) - J_{n+1}(t))) + R \cdot \frac{\partial}{\partial t} ((I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + J_{n+2}(t)) + (I(t) + \Delta I_{n+3}(t) + J_{n+2}(t)) + \rho_0 \cdot (I(t) + \Delta I_N(t) + J_{n+2}(t))) = 0$$

故而，注意到 $\tau = C \cdot R$ ，

$$(J_{n+2}(t) - J_{n+3}(t)) + (J_{n+2}(t) - J_{n+1}(t)) + \tau \cdot \frac{\partial}{\partial t} ((I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + J_{n+2}(t)) + (I(t) + \Delta I_{n+3}(t) + J_{n+2}(t)) + \rho_0 \cdot (I(t) + \Delta I_N(t) + J_{n+2}(t))) = 0$$

〔 數 式 9 〕

故而，對

$$(2) \quad -2 \cdot J_{n+2}(t) + J_{n+1}(t) + J_{n+3}(t) = \tau \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\rho \cdot I(t) + \Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t) + \rho_0 \cdot \Delta I_N(t) + \rho \cdot J_{n+2}(t))$$

之數式作變形，並將電流全部設為交流，相對於 $n = 0, 1, \dots, N-4$ ，

$$(3) \quad (\tilde{R}(\omega) + j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_0) \cdot (\Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t)) + j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_1 (\Delta I_{n+1}(t) + \Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t) + \Delta I_{n+4}(t)) = -(j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_0) \cdot (\sigma \cdot I(t) + (\sigma_0) \cdot \Delta I_N(t) + \sigma \cdot J_{n+2}(t)) - (j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_1) \cdot (\sigma \cdot I(t) + 2 \cdot (\sigma_0) \cdot \Delta I_N(t) + \sigma \cdot J_{n+1}(t) + \sigma \cdot J_{n+3}(t))$$

進而，相對於 $n = -1, 0, 1, \dots, N-3$ ，係得到

$$(4) \quad -2 \cdot J_{n+2}(t) + (J_{n+1}(t) + J_{n+3}(t)) = j \cdot \omega \cdot \tau (\rho \cdot I(t) + \rho \cdot J_{n+2}(t) + \Delta I_{n+2}(t) + \Delta I_{n+3}(t) + \rho_0 \cdot \Delta I_N(t))$$

將此 (3)，(4) ($n = 0, 1, \dots, N-4$)，稱作傳輸媒體之理論方程式。

〔 數 式 10 〕

如下述一般，設為

$$X_n = \frac{\Delta I_n}{I} \text{ for } n=1,2,\cdots,N, \text{ and } Y_n = \frac{J_n}{I} \text{ for } n=0,1,2,\cdots,N$$

，並取得其與上述之理論方程式的號碼差了1個者間之差，
相對於 $n = 0, 1, \dots, N-5$ ，而得到下式。

〔 數 式 11 〕

$$\begin{aligned} (5) \quad & (\tilde{R}(\omega) + j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_0)(X_{n+4} + X_{n+2}) + j \cdot \omega \cdot \tilde{L}_1(X_{n+5} + X_{n+1}) \\ & = -j\omega \tilde{L}_0 \sigma(Y_{n+3} - Y_{n+2}) - j\omega \tilde{L}_1 \sigma(Y_{n+4} - Y_{n+3} + Y_{n+2} - Y_{n+1}) \end{aligned}$$

〔 數 式 12 〕

又，相對於 $n = -1, 0, 1, \dots, N-4$ ，下式係成立：

$$\begin{aligned} (6) \quad & 2(Y_{n+3} - Y_{n+2}) - (Y_{n+2} - Y_{n+1} + Y_{n+4} - Y_{n+3}) \\ & = j\omega \tau(X_{n+4} - X_{n+2} + \rho(Y_{n+3} - Y_{n+2})) \end{aligned}$$

對於 (5) 而針對 X_{n+5} 來求解，相對於 $n = 0, 1, \dots, N-5$ ，

$$\begin{aligned} (7) \quad & X_{n+5} = X_{n+1} + \left(-\frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} + j \cdot \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot \tilde{L}_1}\right)(X_{n+4} - X_{n+2}) \\ & - \sigma \cdot \frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1}(Y_{n+3} - Y_{n+2}) - \sigma \cdot (Y_{n+4} - Y_{n+3} + Y_{n+2} - Y_{n+1}) \end{aligned}$$

將 (6) 設為 $n+1$ ，並針對 Y_{n+5} 來求解，相對於 $n = -2, -1, 0, 1, \dots, N-5$ ，可得到

$$(8) \quad Y_{n+5} = (3 - j \cdot \omega \cdot \tau \cdot \rho)(Y_{n+4} - Y_{n+3}) + Y_{n+2} - j \cdot \omega \cdot \tau(X_{n+5} - X_{n+3})$$

將此 (7)、(8) 稱為傳輸媒體之理論差分方程式。

〔 數 式 13 〕

又，若是設為 $n = 1, 2, \dots$ ，則

$$y_n = Y_n - Y_{n-1}, x_n = X_n - X_{n-2} + (n - 2[n/2])\sigma \cdot y_{n-1}$$

請注意到，傳輸媒體之理論差分方程式，係可寫為如同下述一般：相對於 $n = 0, 2, 4, \dots$ ，

$$(9) \quad x_{n+5} = -x_{n+3} + \left(-\frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} + j \cdot \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot \tilde{L}_1}\right)x_{n+4} - \sigma \frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} y_{n+3}$$

$$(10) \quad x_{n+6} = -x_{n+4} + \left(-\frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} + j \cdot \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot \tilde{L}_1}\right) \cdot x_{n+5} - j \cdot \sigma \cdot \frac{\tilde{R}(\omega)}{\tilde{L}_1} \cdot y_{n+4} - \sigma(y_{n+3} + y_{n+5})$$

$$(11) \quad y_{n+5} = (2 - j \cdot \omega \cdot \tau \cdot (\rho - \sigma)) \cdot y_{n+4} - y_{n+3} - j \cdot \omega \cdot \tau \cdot x_{n+5}$$

$$(12) \quad y_{n+6} = -j \cdot \tau \cdot \omega \cdot x_{n+5} - y_{n+4} + (2 - \rho \cdot j \omega \cdot \tau) \cdot y_{n+5}$$

〔 數 式 14 〕

於此，若是設為：

$$(13) \quad f(z_1, z_2, z_3, z_4, w_1, w_2, w_3, w_4, a, b, c, s, t) \\ = z_1 + (-a + j \cdot s)(z_4 - z_2) - b \cdot a \cdot (w_3 - w_2) - b \cdot (w_4 - w_3 + w_2 - w_1)$$

則，(7) 係成為

$$(14) \quad X_5 = f(X_1, X_2, X_3, X_4, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, \frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega)$$

〔 數 式 15 〕

進而，若是設為

$$(15) \quad g(z_1, z_2, z_3, z_4, w_1, w_2, w_3, w_4, a, b, c, s, t) \\ = (3 - j \cdot t \cdot c)(w_4 - w_3) + w_2 \\ = j \cdot t \cdot (f(z_1, z_2, z_3, z_4, w_1, w_2, w_3, w_4, a, b, c, s, t) - z_3)$$

，則 (8) 係成為

$$(16) \quad Y_5 = g(X_1, X_2, X_3, X_4, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, \frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega)$$

〔 數 式 16 〕

使用此式，設為

$V = (X_1, X_2, X_3, X_4, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4)^t$, $W(X_5, X_6, X_7, X_8, Y_5, Y_6, Y_7, Y_8)^t$
，並使用8次行列，而可寫成

$$W = A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right) \cdot V$$

因此，遞迴式，係可求解為

$$(17) \quad X_n = \left(A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right)^{[(n-1)/4]} \cdot V \right)_{n-1-4[(n-1)/4]},$$

$$Y_n = \left(A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right)^{[(n-1)/4]} \cdot V \right)_{n+3-4[(n-1)/4]}$$

。又，亦應注意到，若是使用(9)，(10)，(11)，(12)，則可使用4次行列來作計算。

§3. 理論方程式之特性行列

〔 數 式 17 〕

(1) 行列 $A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right)$ 係具備有並不依存於頻率之固有值1以及其之固有向量
 $(1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)^t, (0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0)^t, (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1)^t$ 。

〔 數 式 18 〕

請注意到，初始之固有向量，係藉由(17)式，而賦予在奇數時得到相同值，並在偶數時得到0的解，
第2個的固有向量，係藉由(18)式，而賦予在偶數時得到相同值，並在奇數時得到0的解。
以及，固有值0與其之固有向量。

$$(-\sigma, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0)^t$$

又， $A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, 0, 0\right)$ 除此之外，係具備有固有值1，1、和 α 與 α^{-1} 。

但是，當 $0 < \frac{L_0}{L_1} < 2$ 時，係為 $|\alpha| = 1, \alpha \neq 1$ ，而當 $\frac{L_0}{L_1} \geq 2$ 時， α 係為實數。

〔 數 式 19 〕

證明：關於不依存於頻率之固有值，係可直接容易地作確認。

藉由具體的計算，下式係成立：

$$A(a, b, c, 0, 0) = \begin{pmatrix} 1 & a & 0 & -a & * & * & * & * \\ -a & 1-a^2 & a & a^2 & * & * & * & * \\ a^2 & a^3-a & 1-a^2 & -a^3+a & * & * & * & * \\ -a^3+a & -a^4+2a^2 & a^3-a & a^4-2a^2+1 & * & * & * & * \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -3 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & -8 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & -15 & 10 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & -24 & 15 \end{pmatrix}$$

〔 數 式 20 〕

$A(a, b, c, 0, 0)$ 之固有多項式，係為

$$\begin{aligned} |t \cdot E_8 - A(a, b, c, 0, 0)| &= t(t-1)^5(t^2 - (a^4 + 4a^2 + 2)t + 1) \\ &= -t(t-1)^5(t - \alpha_0(a))(t - \alpha_1(a)) \end{aligned}$$

但是，

$$\begin{aligned} \alpha_0(a) &= (1/2)(a^4 - 4a^2 + 2) + (1/2)\sqrt{-1}\sqrt{4 - (a^4 - 4a^2 + 2)^2}, \\ \alpha_1(a) &= (1/2)(a^4 - 4a^2 + 2) - (1/2)\sqrt{-1}\sqrt{4 - (a^4 - 4a^2 + 2)^2} \end{aligned}$$

〔 數 式 21 〕

故而，除了上述之固有值1,1,0以外，係具備固有值 $1, \alpha_0(a), \alpha_1(a)$ 。

請注意，此時， $\alpha_0(a) \cdot \alpha_1(a) = 1$ 係成立。

於此，若是注意到 $4 - (a^4 - 4a^2 + 2)^2 = a^2(a^2 - 2)^2(4 - a^2)$ ，

則可以得知，當 $a \geq 2$ 時， $\alpha_0(a), \alpha_1(a)$ 係為實數。

當 $a < 2$ 時，若是注意到 $((a^4 - 4a^2 + 2)/2)^2 + (\sqrt{4 - ((a^4 - 4a^2 + 2)^2)/2})^2 = 1$ ，
則係成為 $|\alpha_0(a)| = |\alpha_1(a)| = 1$ 。

故而，若是設為 $\alpha = \alpha_0(a)$ ，則係成為 $\alpha^{-1} = \alpha_1(a)$ ，題意係成立。

〔 數 式 22 〕

故而，當 $\frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1} < 1, \tau \cdot \omega < 1$ 時，亦即是，當頻率為

$$(18) \quad \omega_0 < \omega < \tau^{-1}$$

時，可考慮為

$$A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right) \doteq A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, 0, 0\right)$$

。因此，除了不依存於頻率之固有值 $1, 1, 1, 0$ 以外，

係成為存在有接近於 1 之2個的固有值，和接近於 α, α^{-1} 之2個的固有值。

〔 數 式 23 〕

(2) 於此，假定 $1 < \frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} < 2$ 。

進而，對於充分大的 m ，係存在有對於某一頻率 ω 而並不依存之常數 C ，
在 $\omega_0 < \omega < \tau^{-1}$ 中，對於所有的 $|V| < 1$ ，下式係成立：

$$\left| A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right)^m \cdot V \right| \leq C \cdot |V|$$

〔 數 式 24 〕

證明：在 $1 < \frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} < 2$ 之條件下，當 $\omega_0 < \omega < \tau^{-1}$ 時， $A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_1}, \tau \cdot \omega\right)^m$ ，由於8個的固有值，

係僅有接近1之7個的固有值與0固有值，因此，藉由行列之擾動理論，

係存在有對於某一頻率 ω 而並不依存之常數 C ，

$$\left| A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_0}, \tau \cdot \omega\right)^m \cdot V \right| \leq C \cdot |V|$$

係成立。

§4. 輸入輸出特性

為了求取出眼數 N 之傳輸媒體的輸入輸出特性，係必

須要對於傳輸媒體之理論方程式系（3）、（4）求解。此理論方程式系，係與理論差分方程式系（7）、（8）和 $n=N-4$ 之（3）以及 $n=N-3$ 之（4）為同值。

[數式 25]

於此，對於終端邊界條件，以使

$$V = (X_{N-3}, X_{N-2}, X_{N-1}, X_N, Y_{N-4}, Y_{N-3}, Y_{N-2}, Y_{N-1})' \text{ and } v_0 = Y_0$$

滿足 $n=N-4$ 之(3)、和 $n=N-3$ 之(4)、以及 $n=N-5$ ， $N-6$ 之(8)的方式來作賦予。

而後，使用理論差分方程式，而能夠歸納性地求取出 n 為小之 X_n, Y_n 。

故而，於此，係對終端邊界值問題求解，並求取輸入輸出特性。

（相較於此，入端邊界值問題係難以作處理）。

[數式 26]

以下，從傳輸媒體之方向的相反方向起來附加號碼，並對於眼數 N 之傳輸媒體的輸入輸出比

$$y_N = \frac{I + \Delta I_1 + J_0}{I + \Delta I_N + J_N} = \frac{1 + X_1 + Y_0}{1 + X_N + Y_N}$$

，根據端邊界值條件來作考慮。

[數式 27]

首先，對於終端邊界值條件

$$V = (X_1, X_2, X_3, X_4, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4)', v_0 = Y_0$$

，以使其滿足 $n=-2$ ， -1 之(8)以及後述的(19)與(20)(由 $n=N-4$ 之(3)與 $n=N-3$ 之(4)所導出)的方式來作賦予。

〔 數 式 28 〕

$$(19) \quad X_4 = -(X_1 + X_2 + X_3) - \left(\frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} - j \cdot \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot \tilde{L}_1} \right) (X_2 + X_3) \\ - \frac{\tilde{L}_0}{\tilde{L}_1} \cdot (\sigma + (\sigma - 2) \cdot X_1 + \sigma \cdot Y_2) - (\sigma + 2(\sigma - 2) \cdot X_1 + \sigma \cdot (Y_1 + Y_3))$$

$$(20) \quad Y_2 = -Y_0 + 2 \cdot Y_1 + j \cdot \omega \cdot \tau (\rho + \rho \cdot Y_1 + X_1 + X_2 + \rho \cdot X_1)$$

〔 數 式 29 〕

請注意到，此時，如同在§1 中所示一般， $1 < \frac{L_0}{L_1} < 2$ 。

於此，假定頻率 ω 係滿足(18)。

此時，在某一 $V'(\omega) \in W_1$ 處，對於滿足

$$|V(\omega) + V'(\omega)| \langle \langle 1, |v_0(\omega) - v'_0(\omega)| \rangle \rangle < 1$$

之終端邊界條件作考察。

〔 數 式 30 〕

首先，藉由假定，

$$A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_0}, \tau \cdot \omega\right)^{[(N-1)/4]} \cdot V'(\omega) = V'(\omega)$$

藉由§3 之(2)，設為 $m = [(N-1)/4]$ ，而成為

$$\left| A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_0}, \tau \cdot \omega\right)^{[(N-1)/4]} \cdot (V'(\omega) - V(\omega)) \right| \geq C \cdot |V'(\omega) - V(\omega)| < 1。$$

〔 數 式 31 〕

故而，係得到

$$\left| A\left(\frac{L_0}{L_1}, \sigma, \rho, \frac{\tilde{R}(\omega)}{\omega \cdot L_0}, \tau \cdot \omega\right)^{(N-1)/4} \cdot (V(\omega) - V(\omega)) \right| \ll 1$$

。因此，可得到 $X_1 \doteq X_N$ と $Y_0 \doteq Y_N$ 。故而， $y_N \doteq 1$ 係成立，而可以得知係幾乎沒有衰減或是延遲。

結 論：當 頻 率 爲 (18) 時，亦即是當 $\omega_0 \ll \omega \ll \tau^{-1}$ 時，在終端邊界條件係充分接近於非衰減非延遲解之終端邊界條件時，衰減與延遲係爲極少。進而，此時之解所取之值係充分地接近於非衰減非延遲解所取之值。故而，在此意義下，由於非衰減非延遲解係具備有安定性，因此，係成爲能夠作爲實際之物理現象而出現。另一方面，當頻率並非爲 (18) 時，非衰減非延遲解只要從終端邊界條件而有少許的移動，便會成爲衰減爲大的解，在此意義下，係並不具備有如同上述一般之安定性，而在物理上並不存在，解係僅被限定於衰減延遲爲大者。

圖 10 (A)，係爲展示圖 1 (A) 中所示之本發明的傳輸媒體 1 之一部份的擴大圖，(B) 係爲同圖 (A) 之立體圖。

如圖 10 (A) 中所示一般，傳輸媒體 1，係具備有以下之特徵：糾纏於第 1、第 2 線 # 1、# 2 之第 3、第 4 線 # 3、# 4 的編織方法，係較藉由圖 11、圖 12 所展示之先前申請案中的傳輸媒體之編織方法而更具有對稱性。

亦即是，此傳輸媒體 1，係如同圖 10 (A) 中所示一

般，具備有藉由圖中之點 I'、II'、III' 所包圍之上側之三角形部 ta、和藉由點 IV'、II'、V' 所包圍的圖中下側之三角形部 tb。上側之三角形部 ta，係藉由第 1 線 # 1 和第 3、第 4 線 # 3、# 4 所包圍。此些之三角形部 ta、tb，係如同上述一般而為流動有渦電流之三角渦，並為垂直變動磁場的產生場所，從在上側與下側處而相鄰之三角形部 ta、tb 的頂點（交叉部 C1～Cn），係產生強力的電磁波。

此上側之三角形部 ta 處的第 1、第 3、第 4 線 # 1、# 3、# 4 彼此之重疊狀態，係成為：第 4 線 # 4 係在點 I' 處而從第 1 線 # 1 之下側來朝向上側而繞入，且在其之上側處而以略直角來彎折，並朝向第 2 線 # 2 之上側的點 V'，而略直線地伸長，但是，在前面之點 II' 處，係通過第 3 線 # 3 之下方。若是將此狀態例如以 # 4：I'（# 1 之上）→ II'（# 3 之下）的方式來作表現，則第 3 線 # 3，係成為 # 3：II'（# 4 之上）→ III'（# 1 之下）。又，第 1 線 # 1，係成為 # 1：II'（# 4 之下）→ III'（# 3 之下）。

而，在圖中下側之三角形部 tb 處的第 2、第 3、第 4 線 # 2、# 3、# 4 彼此之重疊狀態，第 3 線 # 3，係成為 # 3：IV'（# 1 之下）→ II'（# 3 之上）。第 4 線 # 4，係成為 # 4：II'（# 3 之下）→ V'（# 2 之上）。第 2 線 # 2，係成為 # 2：IV'（# 3 之上）→ V'（# 3 之下）。

故而，在此些之上下的三角形部 ta、tb 處，各線 # 1～# 4 亦係分別交互地交叉，而其之重疊方式，係成為對稱性。又，作為傳輸媒體全體，從上下左右表背面方向來

看，亦係具有對稱性。

如此這般，藉由在三角形部 ta 、 tb 處之各線 # 1 ~ # 4 的重疊方法係為具有對稱性一事，在三角形部 ta 、 tb 之各線 # 1 ~ # 4 的交叉點 (I' ~ V') 處之上下關係，係成為具有對稱性。故而，在 I' 、 III' 、 IV' 、 V' 之各點處，係以使第 1、第 2 線 # 1、# 2 藉由第 1、第 2 線 # 1、# 2 而被包挾的方式而被均等地收緊。

亦即是，如同圖 10 (B) 中所示一般，若是將在點 I' 處之第 1 線 # 1 從第 4 線 # 4 所受到的朝上以及朝下之力，分別設為 $F_{I',u}$ 、 $F_{I',d}$ ，並將在點 IV' 處之第 2 線 # 2 從第 3 線 # 3 所受到的朝上以及朝下之力，分別設為 $f_{IV',u}$ 、 $f_{IV',d}$ ，則係成為 $F_{I',u} = F_{I',d} > f_{IV',u} = f_{IV',d}$ 。故而，就算是在從外部而被施加有力的情況時，在各交叉點處形狀亦係被保持，而難以產生傳輸媒體全體之形狀的崩潰。

因此，若藉由此傳輸媒體 1，則就算是負荷有外力，亦能夠對於產生垂直變動磁場之三角形狀部 ta 、 tb 之變形量作抑制，故而，能夠對於身為傳輸媒體 1 之效果的訊號或是電力之傳輸延遲與振幅（電壓）衰減作抑制。另外，本發明之傳輸媒體，係亦可適用在將電力作送配電之電力纜線中。

〔產業上之利用可能性〕

若藉由本發明，則能夠將訊號或是電力之傳輸延遲與振幅（電壓）之衰減降低。

【圖式簡單說明】

〔圖 1〕（A）係為展示本發明之其中一種實施形態的傳輸媒體之一部份的平面圖，（B）係為（A）的原理圖。

〔圖 2〕展示本發明之其他實施例的簡單化後之構成，並為將 4 根的導線之輸入側與輸出側分別作結合並作為 1 根的導線來使用之實施例的概略平面圖。

〔圖 3〕展示本發明之另外之其他實施例的簡單化後之構成，並為將 2 根的直線導線彼此作結合，且將 2 根的曲線導線彼此作結合，並作為 2 根的導線來使用之實施例的概略平面圖。

〔圖 4〕展示本發明之其他實施例的簡單化後之構成，並為將 4 根的各導線作獨立使用之實施例的概略平面圖。

〔圖 5〕在用以對本發明之效果作實證之實驗、測定中所使用的測定裝置之概略構成圖。

〔圖 6〕（A）係為當在本發明所致之傳輸媒體中輸入了正弦波訊號時，於輸出側之藉由示波器所觀測到了的波形圖，（B）係為同樣的在先前技術之傳輸路徑中的波形圖。

〔圖 7〕（A）係為當在本發明所致之傳輸媒體中輸入了方形波訊號時，於輸出側之藉由示波器所觀測到了的波形圖，（B）係為同樣的在先前技術之傳輸路徑中的波形圖。

〔圖 8〕（A）係為藉由二次平面來對圖 1（A）中所示之傳輸媒體的電磁場之分布作展示的模式圖，（B）係為同（A）之數理學性的理論模式圖。

〔圖 9〕（A）係為對在圖 8（B）中所示之數理學性理論模式的理論方程式（0）之設定例作展示的模式圖，（B）係為對在圖 8（A）中所示之數理學性理論模式的理論方程式（2）之設定例的一部份作展示之模式圖。

〔圖 10〕（A）係為對當在圖 1（A）中所示之傳輸媒體處被負荷有外力時的應力等作展示之該傳輸媒體的一部份擴大平面圖，（B）係為對於在同（A）中所示之應力作展示的該傳輸媒體之一部分擴大立體圖。

〔圖 11〕本發明之先前申請案的傳輸媒體之一部份擴大平面圖。

〔圖 12〕圖 11 中所示之傳輸媒體的一部份擴大立體圖。

【主要元件符號說明】

1：傳輸媒體

1A：傳輸媒體

1B：傳輸媒體

1C：傳輸媒體

1：第 1 線

2：第 2 線

3：第 3 曲線

4 : 第 4 曲 線

11 : 第 1 傳 輸 線

12 : 第 2 傳 輸 線

10 : 發 訊 訊 號 源

20 : 示 波 器

P0 ~ Pn : 糾 纏 位 置

C1 ~ Cn : 交 叉 部

ma : 三 角 形 之 各 空 間

mb : 三 角 形 之 各 空 間

N : 垂 直 變 動 磁 場

S : 垂 直 變 動 磁 場

i : 電 流

發明專利說明書

(本申請書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：98120832

※申請日：98 年 06 月 22 日

※IPC 分類：

H01P 3/00

(2006.01)

一、發明名稱：(中文／英文)

傳輸媒體

H01P 1/00

(2006.01)

二、中文發明摘要：

具備有：第 1、第 2 導線（# 1、# 2），其係被相互作分離配置且被略平行地並排設置；和第 3 導線（# 3），其係在第 1、第 2 導線的長度方向上來形成在此些之第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（ $P_0 \sim P_n$ ）；以及第 4 導線，其係在第 1、第 2 導線之長度方向上，分別形成在前述第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部（ $P_0 \sim P_n$ ），與在此些之第 1、第 2 導線彼此的內側處而與前述第 3 導線相交叉之複數的交叉部（ $C_1 \sim C_n$ ），前述第 3、第 4 導線之前述各糾纏部，係在前述第 1、第 2 導線之長度方向上分別被交互配置，前述第 1、第 2 導線之其中一方與上述第 3、第 4 導線間之各糾纏部的捲繞方向，係分別為同一方向，另一方面，此些第 1、第 2 導線之各糾纏部彼此的捲繞方向，係相互為逆方向，在前述各交叉部處之前述第 3 導線與第 4 導線的重疊方向，係於第 1、第 2 導線之長度方向上而交互成為逆方向。

三、英文發明摘要：

七、申請專利範圍：

1. 一種傳輸媒體，其特徵為，具備有：

第 1、第 2 導線，其係被相互作分離配置且被略平行地並排設置；和

第 3 導線，其係在第 1、第 2 導線的長度方向上來形成在此些之第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部；以及

第 4 導線，其係在第 1、第 2 導線之長度方向上，分別形成在前述第 1、第 2 導線處而從其中一方向起來分別交互地糾纏捲繞所成之複數的糾纏部，與在此些之第 1、第 2 導線彼此的內側處而與前述第 3 導線相交叉之複數的交叉部，

前述第 3、第 4 導線之前述各糾纏部，係在前述第 1、第 2 導線之長度方向上分別被交互配置，前述第 1、第 2 導線之其中一方與上述第 3、第 4 導線間之各糾纏部的捲繞方向，係分別為同一方向，另一方面，此些第 1、第 2 導線之各糾纏部彼此的捲繞方向，係相互為逆方向，在前述各交叉部處之前述第 3 導線與第 4 導線的重疊方向，係於第 1、第 2 導線之長度方向上而交互成為逆方向。

2. 如申請專利範圍第 1 項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1～第 4 導線，係被配設在於該些中所流動之電流所致的電磁性交互作用的作用範圍內。

3. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 3、第 4 形狀態樣，係與前述第 1、第 2

導線糾纏並被形成爲正弦波形狀。

4. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 3、第 4 形狀態樣，係與前述第 1、第 2 導線糾纏並被形成爲山形狀。

5. 如申請專利範圍第 1～4 項中之任一項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1～第 4 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接。

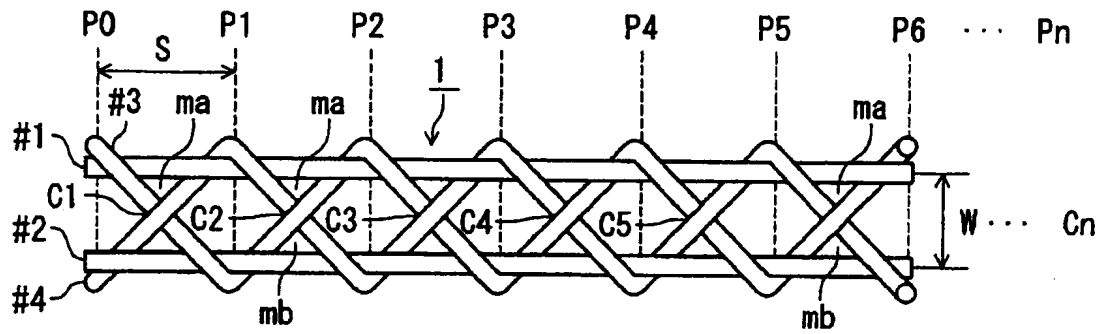
6. 如申請專利範圍第 1～4 項中之任一項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1、第 2 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接，前述第 3、第 4 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接。

7. 如申請專利範圍第 6 項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1、第 2 導線之共通連接部係被接地，從前述第 3、第 4 導線之被作了共通連接的輸入側，係被輸入有訊號等之電力。

8. 如申請專利範圍第 1～4 項中之任一項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1、第 2 導線，係在輸入端側與輸出端側處被作共通連接，前述第 3、第 4 導線，係被設爲獨立之導線。

9. 如申請專利範圍第 8 項所記載之傳輸媒體，其中，前述第 1、第 2 導線係被共通連接並被接地，前述第 3、第 4 導線係爲獨立之訊號導線。

圖 1
(A)



(B)

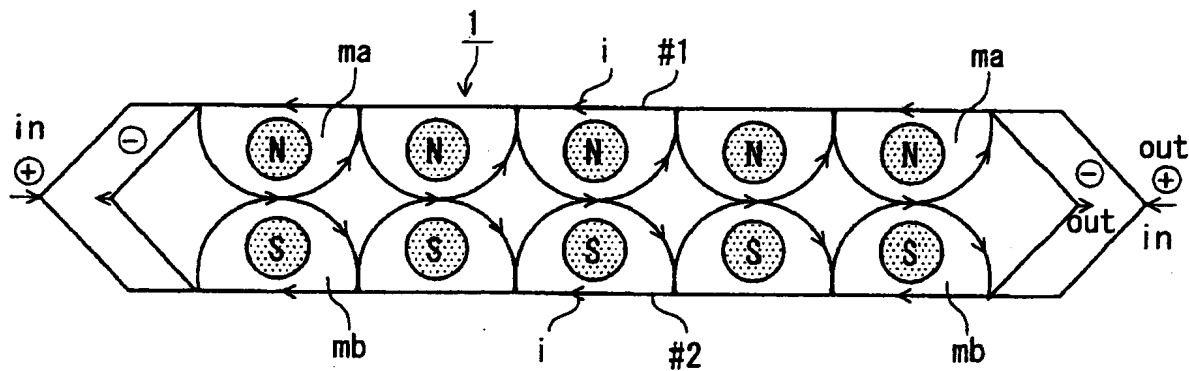


圖 2

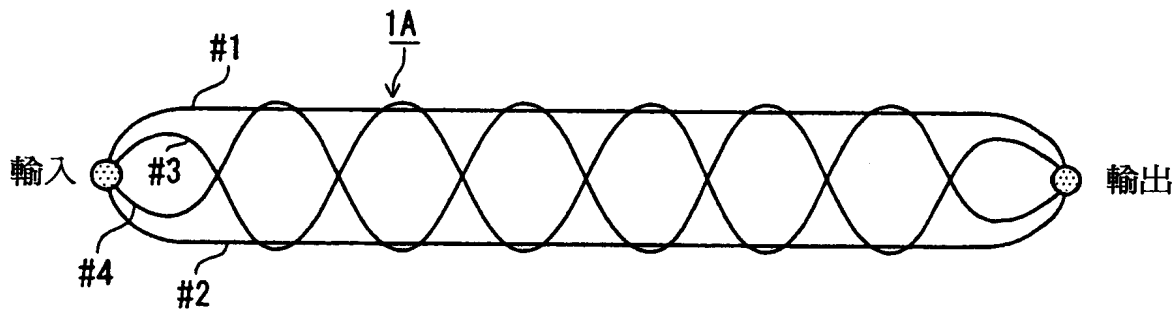


圖 3

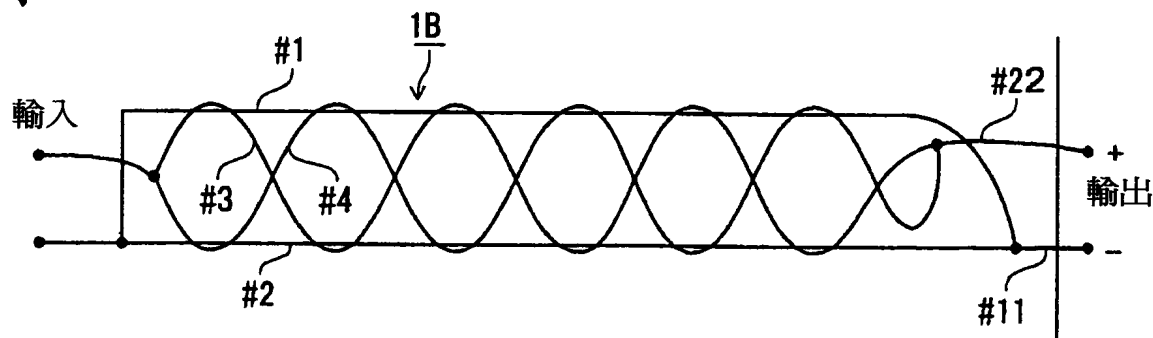


圖 4

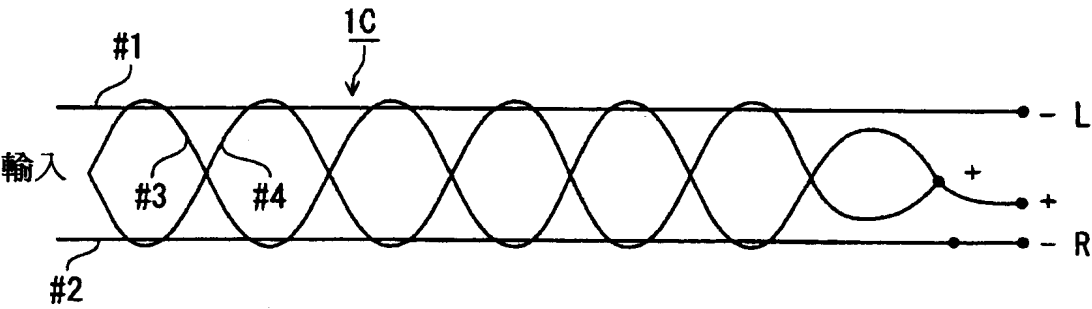


圖 5

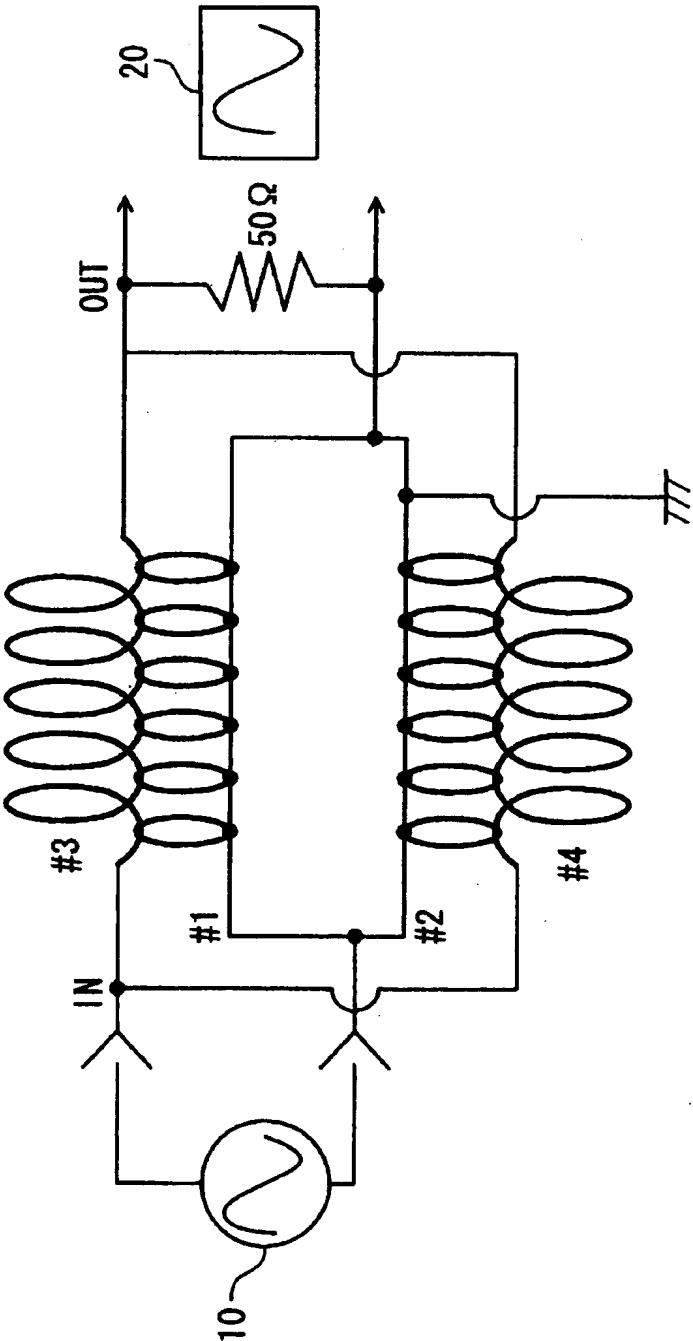
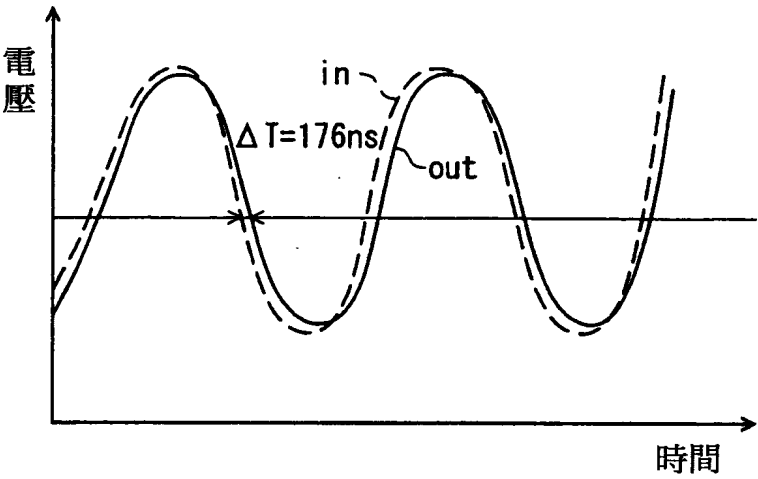


圖6

(A)



(B)

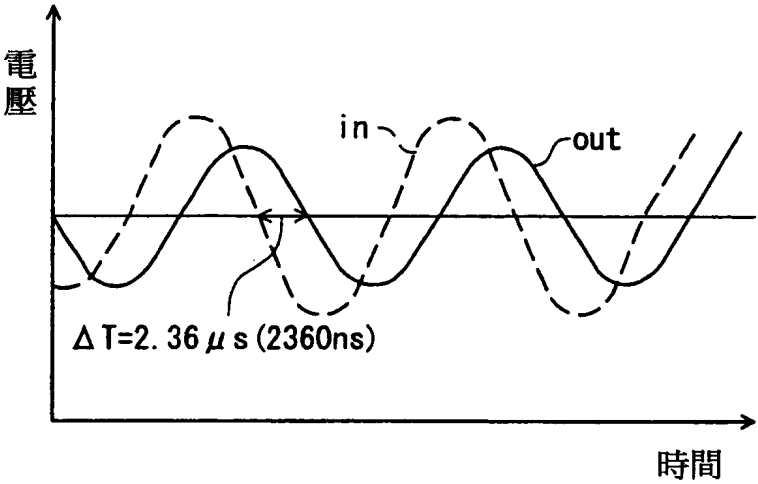
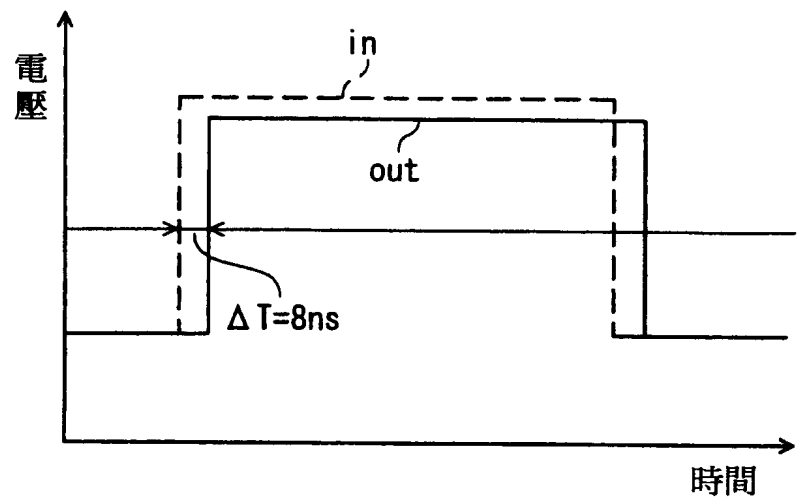
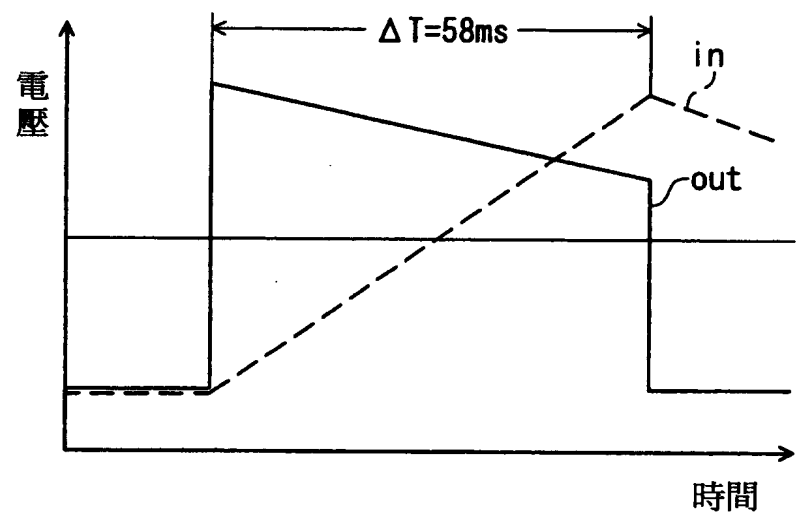


圖7
(A)



(B)



(A)

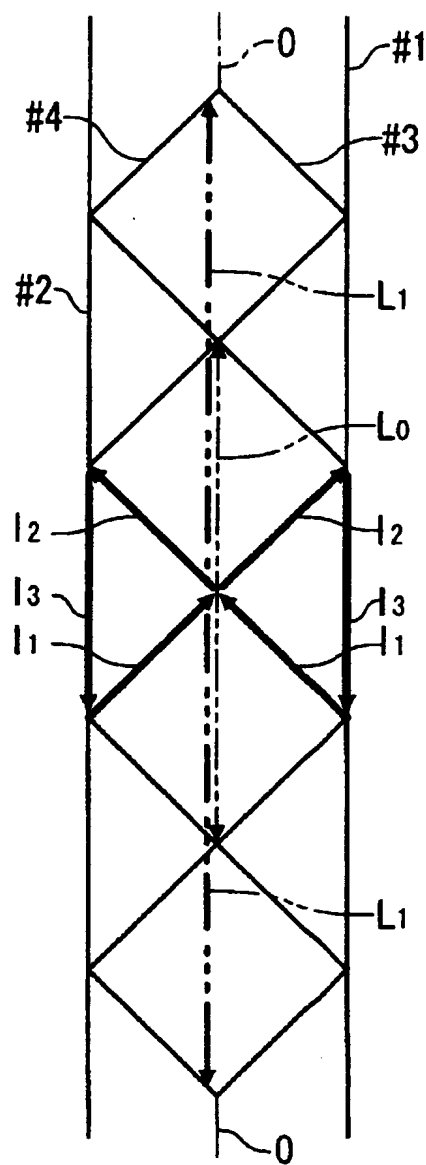


圖 9

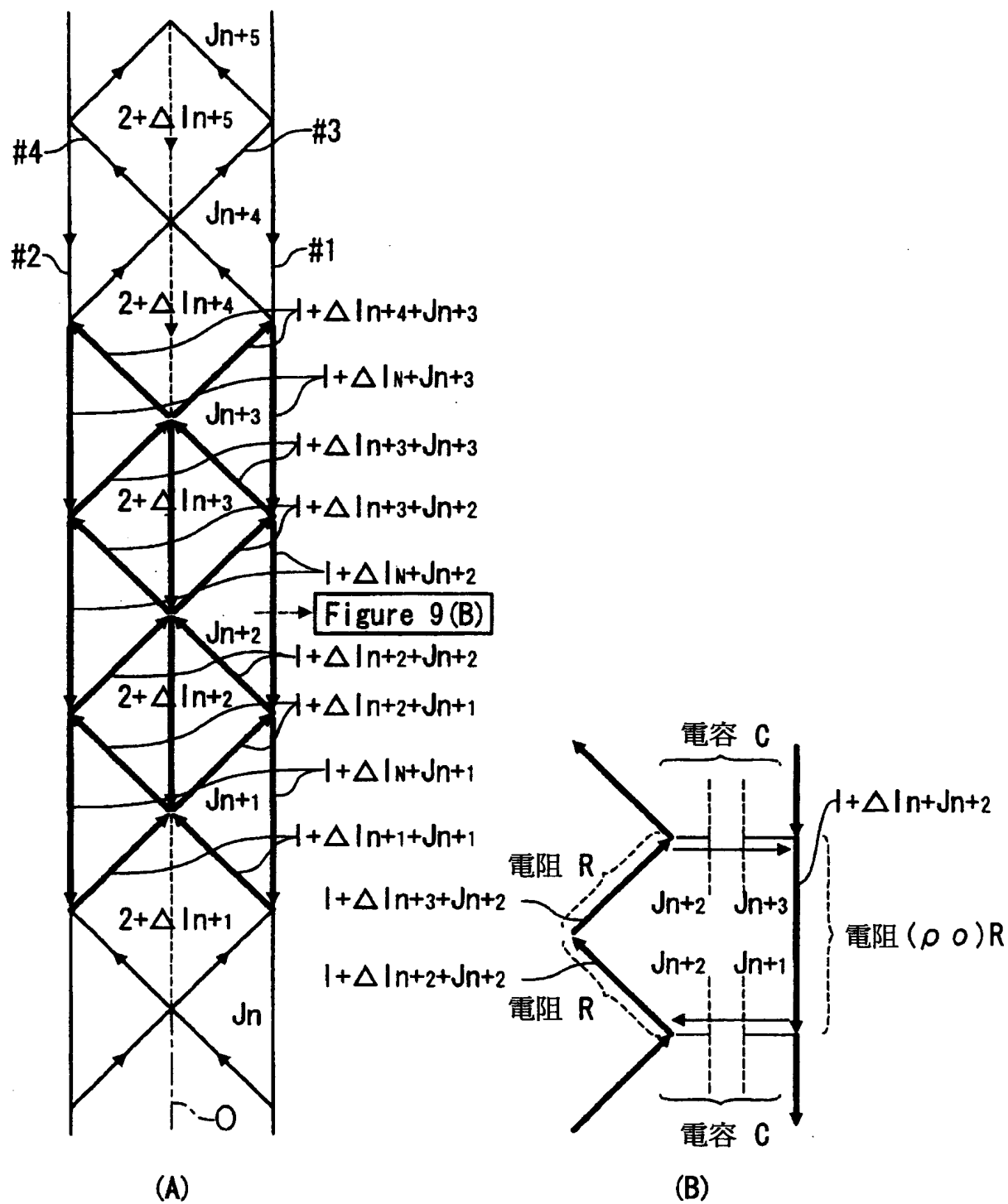
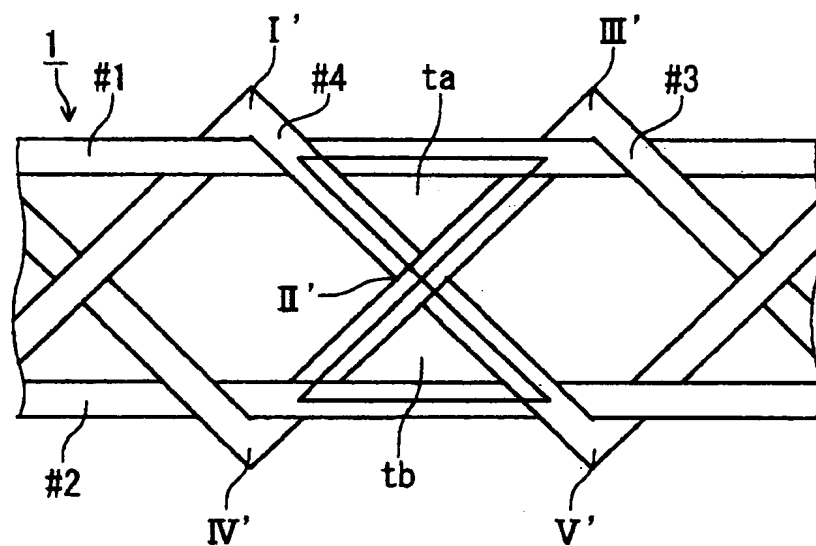


圖 10

(A)



(B)

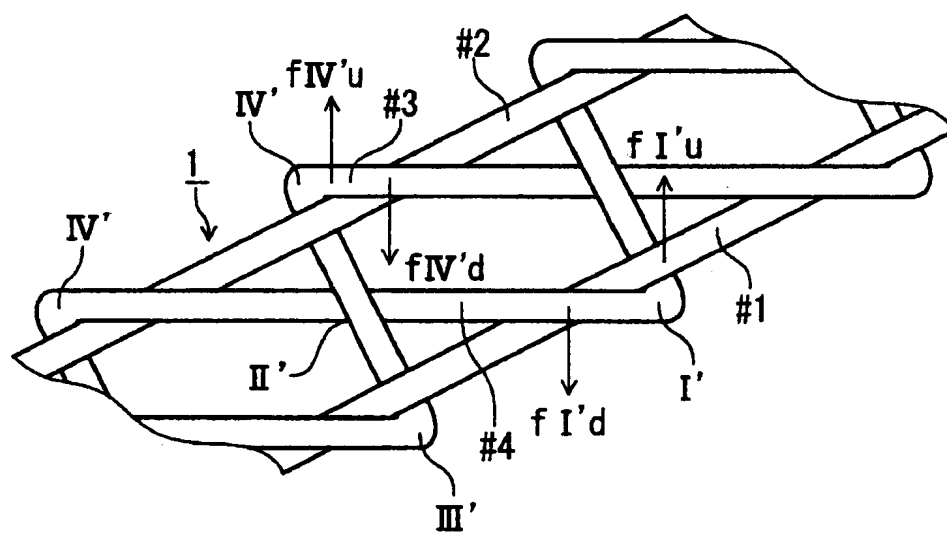


圖11

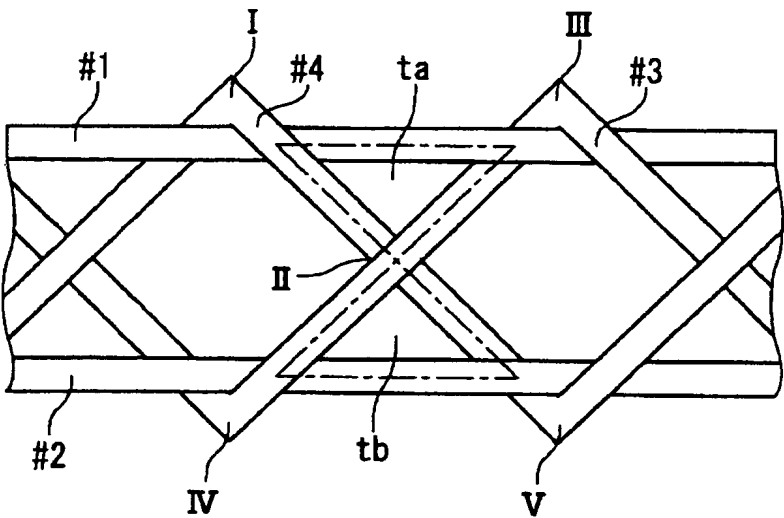
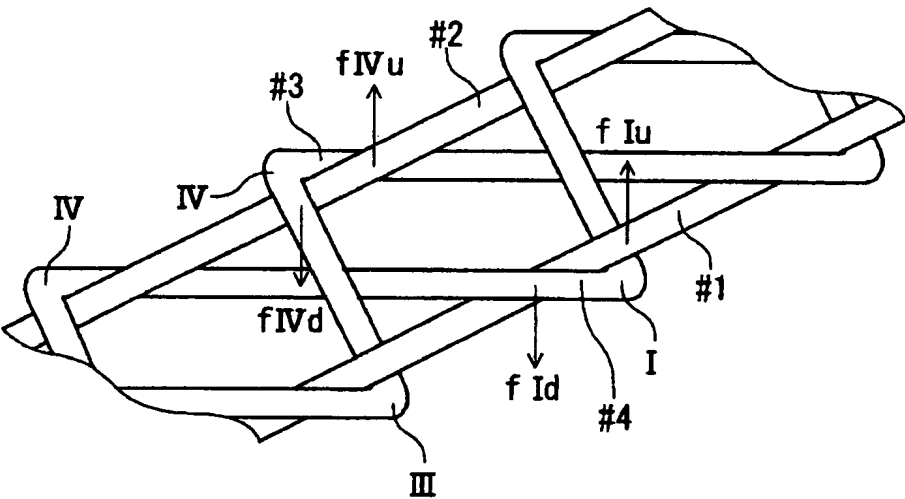


圖12



四、指定代表圖：

(一) 本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二) 本代表圖之元件符號簡單說明：

1：傳輸媒體

1：第 1 線

2：第 2 線

3：第 3 曲線

4：第 4 曲線

P 0 ~ P n：糾纏部

C 0 ~ C n：交叉部

i：電流

m a：三角形之各空間

m b：三角形之各空間

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：無