Mem. Fac. Sci. Eng. Shimane Univ.
Series A
37, pp. 75-84（2003）

ラティス型光回路の合成論とその応用

神宮寺　要
島根大学総合理工学部　電子制御システム工学科

Synthesis theory of lattice-type optical circuits and its applications

Kaname JINGUJI
Department of Electric and Control Systems Engineering,
Interdisciplinary Faculty of Science and Engineering, Shimane University

Abstract

This paper presents a synthesis theory of lattice-type planar waveguide circuits and its applications to optical devices for optical communication. This synthesis theory is based on decomposing a transfer matrix of total circuit into the product of basic component transfer matrices. Some synthesis examples are described: an equi-ripple band-pass filter, a variable group-delay equalizer, a gain equalizer, and interleave filters.

1. はじめに

光通信用デバイスは，その構成からバルク型，ファイバ型，導波路型に大別される．バルク型は単機能なバルクの光学要素を組み合わせて高機能な特性を実現するデバイスで，一部実用に供されているが，個々の光学要素間で光軸調整が必要であり量産化に難がある．ファイバグレーティングに代表されるファイバ型は，ファイバを基本構成要素とする回路で，ファイバとの結合に適しており，群遅延分散等化器など特定機能のデバイスでは高機能性を実現できるが，可変特性の実現が難しい等，実現可能な特性が限られている．導波路型はSiや石英などの基板の上に平面光学要素をリソグラフィ技術を用いて形成するデバイスで，量産性に優れ高機能な特性を実現できることから，これまでに多様な特性の光デバイスが報告されている．その代表的なものに，カップラと遅延導波路からなるマッハツェンダ干渉計を基本構成とした回路があり，これまでに周波数の異なる光信号を結合・分離するための合分波器[1]や，複数チャンネルの光信号をスイッチングするNxN光スイッチ[2]などが作製されている．最近では，遅延差のある複数の光導波路を集結して回折格子を形成するAWG（Arrayed Waveguide Grating）[3]と呼ばれる合分波器が開発され，多重度の大きな多重干渉現象を利用して大きな阻止値を実現している．現在多チャンネル化に向けた開発が進められており，512チャンネル[4]以上のものも作製されている．

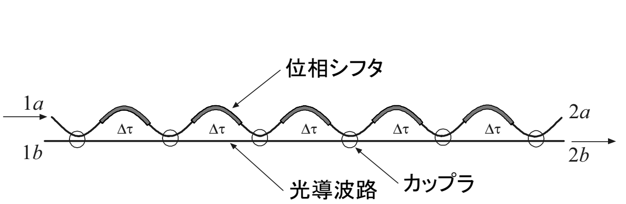

図１　ラティス型回路構成

これまでに多様な機能をもつ導波路型光デバイスが報告されているが，それらは基本的に機能ごとに回路構成が異なっており，所望特性をもつ光デバイスを設計するための統一的な回路構成，設計法はまだ知られていなかった．唯一，単位遅延差のある光導波路を組み合わせて構成される光遅延線回路[5]は，ディジタルフィルタ[6]と同様の回路特性を実現することが知られており，トランスバーサルフィルタに代表されるいくつかの回路に対してその合成法が報告されていた．しかし，次章で述べるように，それらには最大透過率100%のフィルタ特性が実現できないという本質的な問題があった．本研究は，導波路型光デバイスにおいて，この最大透過率の制約を含めて制約のない自由な設計のできる回路合成論を構築することを目的に行った．

本論文の構成は以下の通りである．第２章では本研究で採用したラティス型構成（図１）を含む光遅延線回路の一般的な特性を説明する．第３章ではラティス型構成の回路特性を述べ，その合成論を展開する．第４章では合成論を用いて設計した各種デバイスを紹介する．第５章では特性の対称性を考慮して回路構成の省略化に成功したインターリーブ・フィルタの例を紹介する．第６章

で結論を述べる．

2. 光遅延線回路の伝送特性

本研究では，所望な特性を実現する回路構成として，図１に示すラティス型とよばれる回路構成を取り上げる．ラティス型回路は，単位遅延Δτの遅延量を有する２本の遅延導波路，１個のカップラ，１個の位相シフタからなるマッハツェンダ干渉計を単位要素として構成される（図３参照）．このラティス型構成が所望の特性を実現する統一的な回路構成であることは後に第３章で証明される．

ここでは，代表的な光遅延線回路であるトランスバーサル型構成（図２）を用いて，光遅延線回路の一般的な特性を説明する．まず，インパルス応答を求めることを考える．最も短い遅延時間を０と置くと，分岐された各遅延線の遅延時間は$0, \Delta\tau, 2\Delta\tau, \cdots, N\Delta\tau$（$N$は段数，図２では$N$=7）となることから，インパルス応答は

$$T(t) = \sum_{k=0}^{N} a_k \delta(t - k\Delta\tau) \tag{1}$$

と求められる．ここで，a_kは出力端より出射した光波の内，k番目の遅延線を伝搬してきた光波の複素振幅を表す複素量で，一般にタップ係数と呼ばれている．周波数応答は式(1)にフーリエ変換を施せば，次のように求められる．

$$f(\omega) = \sum_{k=0}^{N} a_k e^{-j\omega\Delta\tau} \tag{2}$$

光遅延線回路の周波数応答は有限項をもつフーリエ級数で表されており，1/Δτの周期をもつことがわかる．この特性は帰還路を含まないディジタルフィルタであるFIR（Finite Impulse Response）型ディジタルフィルタの特性と等価である．ディジタルフィルタに倣って，今後，角周波数ωを複素数とみなし，式(2)の周波数応答を

$$f(z) = \sum_{k=0}^{N} a_k z^{-k} \quad \text{ただし，} \quad z = e^{j\omega\Delta\tau} \tag{3}$$

と表すz変換表示を用いることにする．

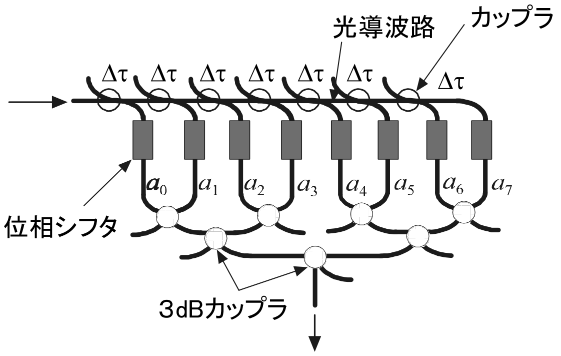

図２ トランスバーサル型回路構成（N=7）

光遅延線回路はアナログ回路であることから，ディジタルフィルタとは完全に等価というわけではない．最大の違いは，ディジタルフィルタには加算器があり，光遅延線回路には加算器がないことである．これは，複素振幅の単純な加算計算がエネルギ保存則を満たさないため，物理的に単純加算器が実現できないというアナログ回路特有の理由による．光遅延線回路では，一般に２入力２出力のカップラを用いて加算器の代わりをしている．本来トランスバーサル型は１入力１出力であるが，カップラを用いて加算器を構成しているため，図２でみられるように(N+1)入力(N+1)出力構成になっている．このため，本来の出力端子以外の端子から光信号が漏洩し，透過率の最大値を100％にすることができないという問題が生じた．ディジタルフィルタでは，単純加算器が存在するために，図１のラティス型も図２のトランスバーサル型も等価な回路特性を有するが，単純加算器が存在しない光遅延線回路では，回路構成によりフィルタの実現可能な最大透過率が異なるという違いがある．

この最大透過率100％のフィルタを実現できないという問題はラティス回路を採用することにより解決される．これはラティス構成が，段数に関わらず２入力２出力の回路構成を有するからである．ラティス型構成は最大透過率の制約がないという意味でよい構成と言えるが，トランスバーサルフィルタのようにタップ係数と回路パラメータの間に１対１の簡単な関係が成立しないため，その合成法はまだ知られていなかった．本報告では，このラティス回路での合成論について議論する．

３．ラティス回路の合成[7]

この章では，ラティス型構成に対する一般的な回路特性を述べ，それを基礎にして合成論を展開する．

ラティス型構成は２入力２出力であるので，その伝送特性は以下のような２行２列の伝送行列で表すことができる．（証明は付録Aを参照）

$$S = \begin{pmatrix} G(z) & jH_*(z)z^{-N} \\ jH(z) & G_*(z)z^{-N} \end{pmatrix} \tag{4}$$

ここで，Nは段数であり，$G(z)$はスルー特性，$H(z)$はクロス特性に対応する．下添え字$_*$はパラ複素共役を表し，

$$G_*(z) = G^*(\frac{1}{z^*}) \tag{5}$$

で定義される．上式で上添え字*は通常の複素共役である．式(4)の伝送行列の個々の要素は

$$\begin{cases} G(z) = \sum_{k=0}^{N} a_k z^{-k} \\ H(z) = \sum_{k=0}^{N} b_k z^{-k} \end{cases} \tag{6}$$

と表される．式(4)で回路が無損失の時には

$$G(z)G_*(z)+H(z)H_*(z)=1 \tag{7}$$

が成立する．なぜなら，上式で$G(z)G_*(z)$はスルーポートのパワー透過率，$H(z)H_*(z)$はクロスポートのパワー透過率を表し，その合計が常に１，つまり無損失であることを表すからである．伝送行列Sの転置パラ複素共役を

$$S_*=\begin{pmatrix} G_*(z) & -jH_*(z) \\ -jH(z)z^N & G(z)z^N \end{pmatrix} \tag{8}$$

と定義すると，式(7)が成立するとき式(4)の伝送行列は行列式が１のパラユニタリ行列になっていることがわかる．ここで，パラユニタリ行列は$S_*(z)=S^{-1}(z)$が成立する行列として定義する．

合成論は上に述べた回路特性の伝送行列表示を利用して展開する．合成により求める未知回路パラメータはカップラの結合率と位相シフタの位相量である．単位遅延時間$\Delta\tau$は$\Delta\tau=1/\Delta f$（Δf：所望周波数特性の周期）より求める．ここでは，クロス特性を最大透過率が100%の所望特性に近似する場合を考える．以下に設計手順を述べる．

i）手順１：クロス伝達関数の近似

最初に，適当な近似理論を用いてクロス特性を表す伝達関数$H(z)$を求める．所望特性を式(3)のz変換表示に近似する近似理論はディジタルフィルタの分野で高度に発達しており，多くの場合これらの近似理論をそのまま利用することが可能である．

ii）手順２：クロス伝達関数の規格化

求めたクロス特性に対して最大透過率が100%になるように規格化する．

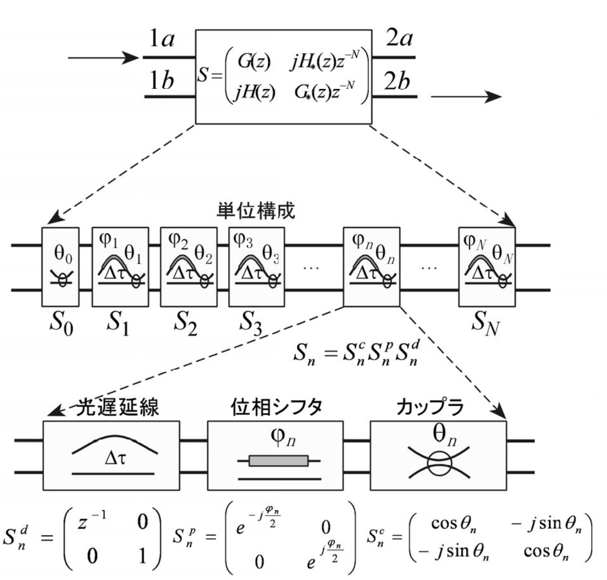

図３　ラティス構成の構成要素

$$\max_{\omega}\left|H(e^{j\omega\Delta\tau})\right|=1 \tag{9}$$

iii）手順３：伝送行列の計算

伝送行列Sを求めるには，残りのスルー特性の伝達関数$G(z)$を求める必要がある．まず，規格化した伝達関数$H(z)$を用いて 式(7)の関係を利用してスルーのパワー伝達関数 $G(z)G_*(z)$を求める．求めた$G(z)G_*(z)$を次のように因数分解する．

$$G(z)G_*(z)=a_0a_0^*\prod_{k=1}^{N}(1-\alpha_k z^{-1})(1-\alpha_k^* z) \tag{10}$$

上式で零点が常にα_k, $1/\alpha_k^*$というペアの形で現れることに注意する．２つの零点の内のいずれかを採用して，$G(z)$の零点を決定する．この零点の選択の仕方は2^N通りある．このことは，スルー特性の選び方には2^N通りの任意性があることを意味している．式(10)の係数a_0の絶対値は，式(7)の関係を利用して

$$|a_0|=\sqrt{\frac{1-H(1)H_*(1)}{\prod_{k=1}^{N}(1-\alpha_k)(1-\alpha_k^*)}} \tag{11}$$

により求めることができる．ただし，式(11)は$\omega=0$，つまり$z=1$で$|H(1)|=1$になる時には，分子が０になってしまい計算できないので，$|H(\exp(j\omega\Delta\tau))|=1$が成立しない周波数で計算するよう工夫が必要である．a_0の位相項は$H(z)$の展開係数b_0の位相項と同じになるようにとる．このようにおく理由は後に明らかになる．以上でa_0は計算できる．選ばれた零点を改めてα_kと書くと，スルー特性は

$$G(z)=a_0\prod_{k=1}^{N}(1-\alpha_k z^{-1}) \tag{12}$$

として得られ，全体の回路の伝送特性は

$$S=S^{[N]}=\begin{pmatrix} G(z) & jH_*(z)z^{-N} \\ jH(z) & G_*(z)z^{-N} \end{pmatrix} \tag{13}$$

と求まる．漸化計算の都合上，全体回路の伝送行列Sを$S^{[N]}$とおくことにする．

iv）手順４：伝送行列の各構成要素の伝送行列への分解

図３のようにN段のラティス回路を$N+1$個の単位構成に分解する．それぞれの単位構成は１個のカップラ，１個の位相シフタ，遅延時間差$\Delta\tau$の２本の光導波路より構成される．n番目の単位構成の伝送行列は

$$\begin{aligned} S_n &= S_n^c S_n^p S_n^d \\ &= \begin{pmatrix} \cos\theta_n \exp(-j\frac{\varphi_n}{2})z^{-1} & -j\sin\theta_n \exp(j\frac{\varphi_n}{2}) \\ -j\sin\theta_n \exp(-j\frac{\varphi_n}{2})z^{-1} & \cos\theta_n \exp(j\frac{\varphi_n}{2}) \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{14}$$

と表される．ここで，S_n^c, S_n^p, S_n^dはそれぞれカップラ，位相シフタ，遅延線の伝送行列であり，θ_n, φ_nはカップラの振幅結合率の角度表示（パワー結合率：$\sin^2\theta_n$）と位相シフタの位相量を表す．0番目の要素はカップラのみなので，

その伝送行列は

$$S_0 = \begin{pmatrix} \cos\theta_0 & -j\sin\theta_0 \\ -j\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{pmatrix} \tag{15}$$

と表される．

全体の回路からN番目の構成要素を除いた回路を考える．この回路の伝送行列を

$$S^{[N-1]} = \begin{pmatrix} G^{[N-1]}(z) & jH_*^{[N-1]}(z)z^{-(N-1)} \\ jH^{[N-1]}(z) & G_*^{[N-1]}(z)z^{-(N-1)} \end{pmatrix} \tag{16}$$

と表すと，$S^{[N-1]}$は$S^{[N-1]} = S_N^{-1}S^{[N]}$を計算することにより求められる．ここで，$S_N$は$N$番目の構成要素の伝送行列である．$S_N^{-1}$は式(8)で定義した転置パラ複素共役に等しいことから

$$S_N^{-1} = \begin{pmatrix} \cos\theta_N \exp(j\frac{\varphi_N}{2})z & j\sin\theta_N \exp(j\frac{\varphi_N}{2})z \\ j\sin\theta_N \exp(-j\frac{\varphi_N}{2}) & \cos\theta_N \exp(-j\frac{\varphi_N}{2}) \end{pmatrix} \tag{17}$$

となり，$S^{[N-1]}$の各要素は

$$\begin{cases} G^{[N-1]}(z) = \\ \sum_{k=1}^{N}(a_k\cos\theta_N - b_k\sin\theta_N)\exp(j\frac{\varphi_N}{2})z^{-k+1} \\ \quad +(a_0\cos\theta_N - b_0\sin\theta_N)\exp(j\frac{\varphi_N}{2})z \\ H^{[N-1]}(z) = \\ j\sum_{k=0}^{N-1}(a_k\sin\theta_N + b_k\cos\theta_N)\exp(-j\frac{\varphi_N}{2})z^{-k} \\ \quad + j(a_N\sin\theta_N + b_N\cos\theta_N)\exp(-j\frac{\varphi_N}{2})z^{-N} \end{cases} \tag{18}$$

と求められる．それらはそれぞれ，

$$\begin{cases} G^{[N-1]}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{[N-1]} z^{-k} \\ H^{[N-1]}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k^{[N-1]} z^{-k} \end{cases} \tag{19}$$

という形で求められなければならないので，式(18)と式(19)で同じzのべき同士の展開項を比較すると

$$\begin{cases} a_k^{[N-1]} = (a_{k+1}\cos\theta_N - b_{k+1}\sin\theta_N)\exp(j\frac{\varphi_N}{2}) \\ b_k^{[N-1]} = (a_k\sin\theta_N + b_k\cos\theta_N)\exp(-j\frac{\varphi_N}{2}) \end{cases} \tag{20}$$

と求められる．式(20)でまだθ_N, φ_Nは未知である．式(18)で式(19)の形に求めるためには，$G^{[N-1]}(z)$ではzの項が，$H^{[N-1]}(z)$では z^{-N}の項が余分であり，これらの項は消える必要がある．これらの条件より

$$\theta_N = -\tan^{-1}\frac{b_N}{a_N} = \tan^{-1}\frac{a_0}{b_0} \tag{21}$$

と求められる．上式の第２項と第３項は$S^{[N]}$のパラユニタリ性から導出される$a_0a_N+b_0b_N=0$という関係式からも等価であることが証明される．式(21)の第２項及び第３項では，tanの逆関数の引数b_N/a_N及びa_0/b_0が実数であることを暗黙に仮定している．式(12)の$G(z)$を求める際，$G(z)$の展開係数a_0の位相項を$H(z)$の展開係数b_0の位相項と同じとしたのはこのためである．

同様に，次段の分解の際$a_0^{[N-1]}, b_0^{[N-1]}$が同位相であることが要求されるが，この条件を式(20)を代入して求めると，

$$\varphi_N = -\arg(\frac{a_1b_0 - a_0b_1}{a_0^2 - b_0^2}) \tag{22}$$

と求められる．このようにして，N段目の構成要素の分解条件から，N段目の構成要素の回路パラメータθ_N, φ_Nが求められる．続いてそれぞれの構成要素に対して，上に述べた分解手順をN-1段，N-2段，・・，０段というように順番に最後まで施すことにより，全ての回路パラメータが求められる．

上に述べた分解手順をまとめると， $n=N,N-1,\cdots,1,0$の順におこなわれる次のような漸化計算に集約される．

初期条件（$n=N$）：

$$a_k^{[N]} = a_k, b_k^{[N]} = b_k \ (k=0,1,2,\cdots,N) \tag{23}$$

（a_k, b_k：全体回路のスルー，クロス伝達関数の展開係数）

n段目の構成要素の回路パラメータの計算：

$$\begin{cases} \theta_n = -\tan^{-1}\frac{b_n^{[n]}}{a_n^{[n]}} \\ \varphi_n = -\arg\{\frac{a_1^{[n]}b_0^{[n]} - a_0^{[n]}b_1^{[n]}}{(a_0^{[n]})^2 + (b_0^{[n]})^2}\} \end{cases} \tag{24}$$

n-1段構成の伝達関数の展開係数の計算：

$$\begin{cases} a_k^{[n-1]} = (a_{k+1}^{[n]}\cos\theta_n - b_{k+1}^{[n]}\sin\theta_n)\exp(j\frac{\varphi_n}{2}) \\ b_k^{[n-1]} = (a_k^{[n]}\sin\theta_n + b_k^{[n]}\cos\theta_n)\exp(-j\frac{\varphi_n}{2}) \end{cases} \tag{25}$$

0段目の構成要素の回路パラメータの計算：

$$\theta_0 = -\tan(\frac{b_0^{[0]}}{a_0^{[0]}}) \tag{26}$$

以上，これまでに述べた設計手順をまとめると，図４のように書ける．最初の３つの過程で所望特性を実現する伝送行列を求め，最後の過程で漸化計算をおこなうことにより回路パラメータを計算している．本合成手法では，所望特性を表すクロス伝達関数$H(z)$が与えられれば，スルー伝達関数$G(z)$の求め方に2^N通りの任意性はあるが，一つの$G(z)$が選択されれば，回路パラメータは一義的に求められる．本合成法において，最大透過率100%の伝送特性を実現する回路パラメータの計算法が具体的に示されたことから，ラティス型構成で最大透過率100%の伝送特性が実現可能であることが証明されたことになる．

上の合成手順では$G(z)G_*(z)$から$G(z)$を求める際，$G(z)G_*(z)$の零点を求めて$G(z)$の計算をおこなっているが，この計算は誤差の大きな数値計算であることが知られている．この問題を回避する一つの方法として，最近，零点計算をおこなわないで直接$G(z)G_*(z)$から$G(z)$を求める精度のよい計算法が提案されている．この計算法は，FFTを基礎とした方法[8]で，$G(z)$として零点が全て$|z|<1$にあるという最小位相条件の伝達関数しか計算できないとい

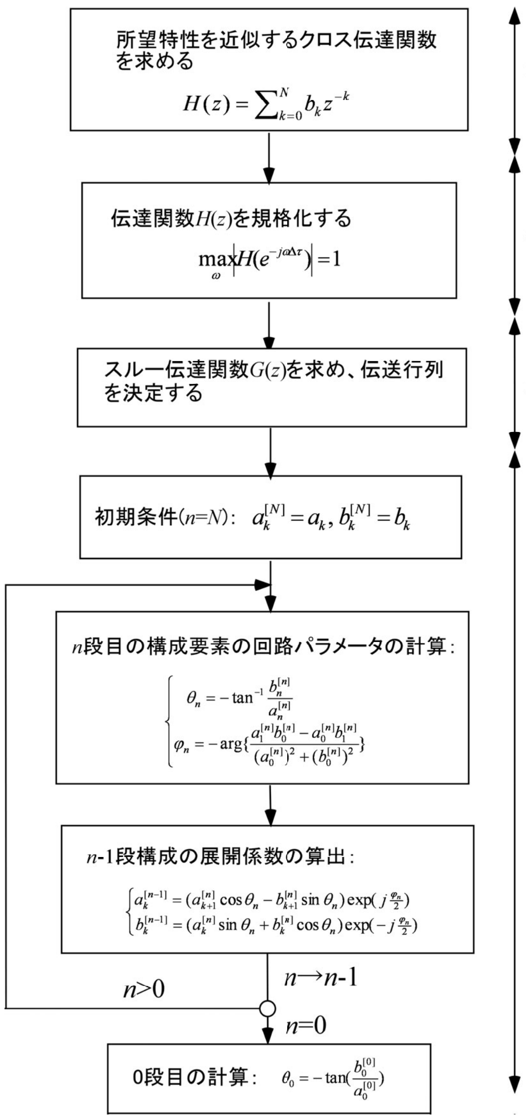

図４　ラティス型回路の合成法

う制約はあるが，実用的には最小位相特性を必要とするデバイスが多く，有力な計算手法である．

４．ラティス回路の合成例

ここでは，前章で求めた合成法を用いて設計した各種フィルタ及び等化器の設計例を紹介する．

4.1　直線位相等リップルフィルタ

McClellanらによるRemez Exchange法を基礎にした等リップルフィルタの近似アルゴリズム[9]はFIR型ディジタルフィルタの分野で最も良く知られた設計手法の一つである．ここでは，段数N : 23，周期周波数f_0 : 100GHz，透過域のバンドエッジ: $0.08f_0$, 阻止域のバンドエッジ: $0.16f_0$, 透過域でのリップル値：0.22dB，阻止域での透過率：-38.1dB以下という条件で設計した．直線位相条件は展開係数に対してb_k=b_{N-k}という制約条件として表される．また，周波数特性の周波数軸に対する対称性は，展開係数を実数化し，位相シフタの位相量を全て０にする．

設計した直線位相等リップルフィルタの透過特性を図５に示す．最大透過率は0dBであり，ラティス回路構成で100%の最大透過率が実現可能であることが確認できる．

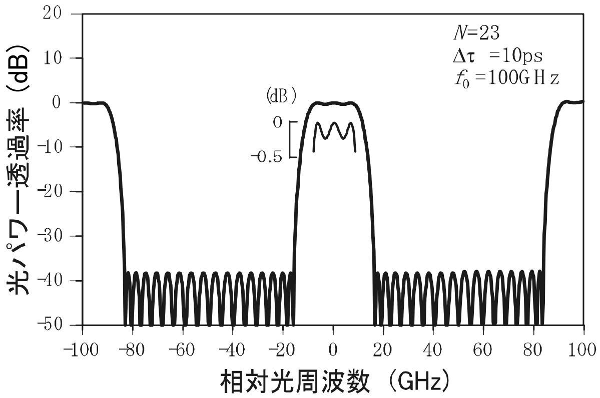

図５　直線位相等リップルフィルタの設計（N=23）

4.2　可変群遅延等化器

図１で示したラティス型回路は，カップラを可変カップラに変更すると，特性を可変にできるプログラマブルフィルタになる（図６）[10]．可変カップラは遅延差のないマッハツェンダ干渉計により構成され，その結合率は可変カップラに設けられた位相シフタを調整することにより変えることができる．可変カップラの結合率θと位相シフタの位相量φの間にはθ=φ/2の関係がある．ただ，このプログラマブルフィルタにおいては，導波路の遅延時間差Δτは固定なので，周期周波数は可変ではない．

本節では，長距離光通信において重要なファイバの群遅延分散を補償するプログラマブルフィルタを用いた可変群遅延等化器の設計例を紹介する．この等化器の等化波長域における理想特性は，平坦な透過特性と直線的な可変群遅延特性である．この特性を実現するため，次の

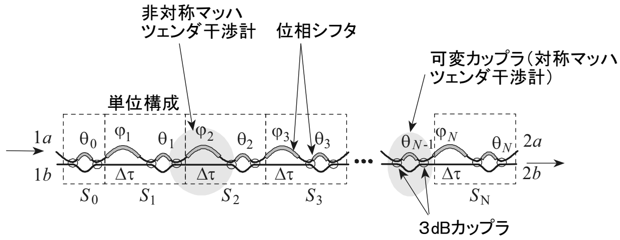

図６　プログラマブルなラティス型回路

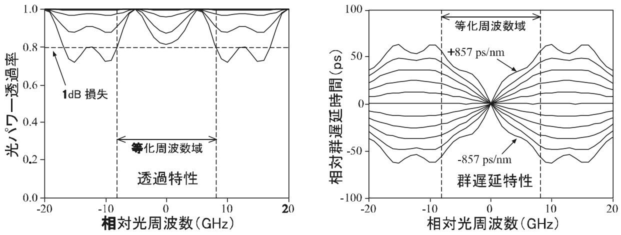

図７　可変群遅延等化器の設計例（N=8）

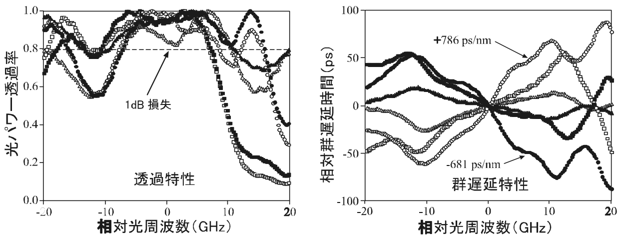

図８　可変群遅延特性の測定結果

振幅関数$A(\omega)$，位相関数$\Phi(\omega)$を理想特性として，フーリエ級数近似をおこない伝達関数を求めた．

$$\begin{aligned} A(f) &= 1 \\ \Phi(f) &= \varepsilon\pi\sin(2\pi f / f_0) \end{aligned} \tag{27}$$

ここで，f_0は周期周波数であり，設計では40GHzとした．可変群遅延特性は位相関数の係数εを-1～1の間で変化させて可変にした．

図７は設計した可変群遅延等化器の透過特性と群遅延特性である．段数は８段として計算した．図８はPLC（Planar Lightwave Circuits)と呼ばれるシリコン基板上に形成された石英系平面回路[11]を用いて作製した可変群遅延等化器の測定結果[12]である．約20nmの波長域で786～-681ps/nmの可変群遅延量が得られている．

4.3　利得等化器

光通信では光信号の増幅にファイバアンプが用いられる．ファイバアンプは利得に波長依存性があり波長ごとに利得が異なるため，ファイバアンプの信号の出力レベルを一定に揃えるための利得等化器が必要になる．利得等化器では，等化波長域の透過特性を利得の波長依存性に対して逆特性になるように設計する．ここでは，逐次近似法の一種で重み関数$W(\lambda)$を変化させながら等リップル特性に近似していくLawson法[13]を用いて伝達関数を求めた．

パワー特性に対する伝達関数を

$$P(\omega) = A_0 + \sum_{k=1}^{N} (A_k \cos k\omega\Delta\tau + B_k \sin k\omega\Delta\tau) \tag{28}$$

とおく．以下に，伝達関数を求めるために用いたLawson法の逐次計算式を示す．

初期条件（k=0）：　$W_0(\lambda) = 1$　　(29)

k次の計算：

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} W_k(\lambda) \left| P_k(\lambda) - D(\lambda) \right|^2 d\lambda \to \min \tag{30}$$

$$W_{k+1}(\lambda) = \frac{W_k(\lambda) \left| \log P_k(\lambda) - \log D(\lambda) \right|}{\dfrac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \displaystyle\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} W_k(\lambda) \left| \log P_k(\lambda) - \log D(\lambda) \right| d\lambda} \tag{31}$$

ここで，λ_1,λ_2はそれぞれ等化波長域の始端波長，終端波長を表す．式(3)において，２乗誤差σ_k^2はパワー伝達関数の係数に関して二次の関数となるので，誤差の最小化計算は係数に関する線形方程式を解く問題になり，パワー伝達関数の係数は一義的に計算される．また，利得等化器ではdB単位の等リップル性が要求されるので，ここでは振幅の対数に対する誤差の絶対値が等リップル化するように重み関数を変化させている．

図９にErドープファイバアンプに対して設計した５段の利得等化器[14]の等化特性を示す. 細い実線がErドープファイバアンプの利得スペクトル，太い実線が利得等化器を用いて等化した利得スペクトルである，破線は利得等化器の透過スペクトルを表しており,ファイバアンプの利得スペクトルの逆特性になるように設計されている．計算結果を見ると，ファイバアンプの利得スペクトルが等化波長域において，リップル値0.2dBで平坦化されていることがわかる．

ファイバアンプは，利得レベルを変化させると利得スペクトルが変化するため，実際のシステムでは利得の変化に対応できる可変な利得等化器が必要となるが，可変カップラを用いたプログラマブルラティス構成を採用すれば可変利得等化器を実現するができる．

５．インターリーブ・フィルタの設計例

ここでは，波長多重通信において重要なインターリーブ・フィルタ[15],[16]について述べる．

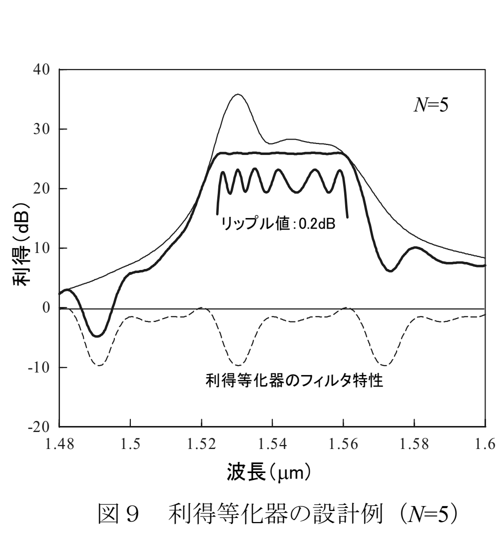

図９　利得等化器の設計例（N=5）

5.1　インターリーブ・フィルタ特性の対称性

インターリーブ・フィルタは，波長多重通信において複数の多重化された信号から奇数チャンネル及び偶数チャンネルをそれぞれ別々のポートに出力し分離するための２入力２出力の波長合分波器であり，透過域，阻止域の波長域が等しく，透過域，阻止域ともに平坦な特性を有するフィルタである（図１０）．

要求されるインターリーブ・フィルタ特性の対称性は，
１）パワー特性のハーフバンド性

$$\left|G(f)\right|^2+\left|G(f+\frac{f_0}{2})\right|^2=1 \qquad (f_0\text{：周期周波数}) \tag{32}$$

２）パワー特性の周波数軸に対する対称性

$$\left|G(f)\right|^2=\left|G(f_0-f)\right|^2=\left|G(-f)\right|^2 \tag{33}$$

の２つに分離される．第１の対称性は，ある周波数の透過率と半周期ずれたパワー透過率との和が常に１であるという対称性である．ここでは，式(32)と(33)を以下のようにz変換形式で書き直す．式(32)はz変換形式では

$$G(z)G_*(z)+G(-z)G_*(-z)=1 \tag{34}$$

と書かれる．また，無損失条件である式(7)を利用して，

$$G(z)G_*(z)=H(-z)H_*(-z) \tag{35}$$

と書くこともできる．また，式(33)はz変換形式では

$$G(z)G_*(z)=G(z^{-1})G_*(z^{-1}) \tag{36}$$

と表すことができる．

第２の対称性は振幅特性の周波数軸に対する対称性と考えることもでき，4.1の節でも述べたように，この対称性は振幅伝達関数の展開係数を実数化し，位相シフタの位相量を全て０とする．ただし，この対称性を利用して回路構成を簡単化することはできない．

以下において，第１の対称性を利用すれば，ラティス構成が図１１の構成に簡単化されることを示す．図１１の構成では，最後の段の遅延時間差のみΔτで，それ以外の段の遅延時間差は2Δτである．また，出力端のカップラは3dBカップラであり，最後の段の位相シフタの位相量φ_Nは０である．図１１の構成を図１のラティス回路の基本構成と比較すると，カップラの数を約半分程度に削減することに成功していることがわかる．

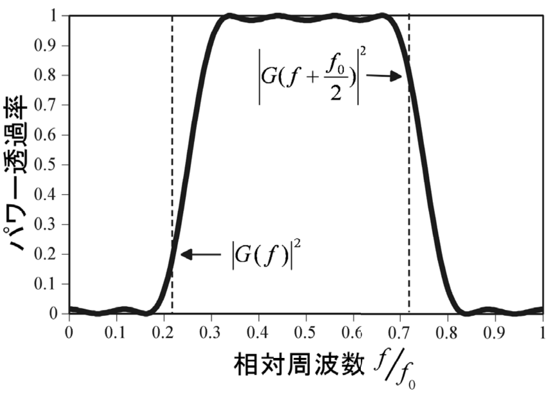

図１０　インターリーブ・フィルタ特性

今，全体の段数をN段とし，最後の段を除いた遅延時間差2ΔτのN-1段の部分の伝送行列を

$$S_1=\begin{pmatrix} G_1(z^2) & jH_{1*}(z^2)z^{-2(N-1)} \\ jH_1(z^2) & G_{1*}(z^2)z^{-2(N-1)} \end{pmatrix} \tag{37}$$

とする（図１１参照）．全体回路の伝送行列は，

$$S=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} z^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}S_1 \tag{38}$$

を計算すれば求められる．Sのスルー，クロス伝達関数をそれぞれ$G(z)$, $H(z)$とすると，それらは

$$\begin{aligned} G(z)&=\{G_1(z^2)z^{-1}+H_1(z^2)\}\big/\sqrt{2} \\ H(z)&=\{-G_1(z^2)z^{-1}+H_1(z^2)\}\big/\sqrt{2} \end{aligned} \tag{39}$$

と求められる．この結果，$G(z)$と$H(z)$の間に

$$G(z)=H(-z) \tag{40}$$

の関係が成立していることがわかる．図１１の回路構成の伝達関数の間には式(40)の関係が成立するが，同時に式(35)で書かれたパワー特性のハーフバンド性も満たす．このことから，図１１の簡略化されたラティス構成を採用すれば，自動的にパワー特性のハーフバンド性が保証されることがわかる．

5.2　インターリーブ・フィルタの合成

この節では，図１１の回路構成を用いてどのようにしてインターリーブ・フィルタを合成するかを述べる．先に述べたように，インターリーブ・フィルタはパワー特性のハーフバンド性と周波数軸に対する対称性の２つの対称性を有している．これらの対称性をもつパワー伝達関数は

$$G(z)G_*(z)=\tfrac{1}{2}+\sum_{k=1}^{N}A_{2k-1}(z^{-(2k-1)}+z^{(2k-1)}) \tag{41}$$

と表すことができる．式(41)ではzの偶数項が消えている

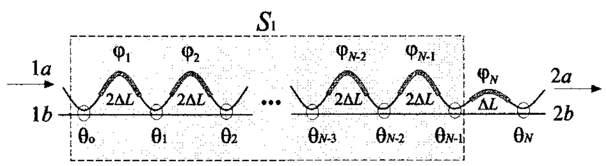

図１１　インターリーブ・フィルタの回路構成
($\theta_N=\pi/4$, $\varphi_N=0$)

が，これはハーフバンド性に起因しており，このことは式(34)より簡単に導出することができる．式(41)の係数は全て実数であるが，これは周波数軸に対する対称性に由来する．もちろん，式(41)がパワー特性のハーフバンド性を表す式(34)と，周波数軸に対する対称性を表す式(36)を同時に満たすことは簡単に確かめられる．

合成の手順を以下に示す．

i）手順１：パワー伝達関数$G(z)G_*(z)$の計算

平坦特性としては，最大平坦特性，等リップルな平坦特性が代表的である．最大平坦特性の場合，伝達関数の係数を求める計算式が知られている．また，等リップルな平坦特性は先に述べたMcClellanらの設計法により係数を計算することができる．

ii）　手順２：パワー伝達関数$G(z)G_*(z)$から振幅伝達関数$G(z)$及び$H(z)$を導出

パワー伝達関数$G(z)G_*(z)$から振幅伝達関数$G(z)$を求める手法は先に述べた通常のラティス回路の合成手法と同じである．$G(z)$が求まれば式(40)の関係式を利用して同時に$H(z)$も求めることができる．

iii）手順３：伝送行列の分解

最終段の回路パラメータは既知なので遅延時間差が$\Delta\tau$の最終段をまず分解し，伝送行列S_1を求める．伝送行列S_1の回路は遅延時間差が$2\Delta\tau$であることを除けば通常のラティス回路と等価であるので，先に述べた通常のラティス回路と同様の分解手順で分解を進め，全ての回路パラメータを計算する．

ここでは，具体的に最大平坦特性をもつインターリーブ・フィルタを設計する．最大平坦性をもつパワー伝達関数の係数は，次式を用いて計算できることが報告されている[17]．

$$A_{2k-1} = \frac{(-1)^{k+N}\prod_{i=1}^{2N}(N+\frac{1}{2}-i)}{2(N-k)!(N-1+k)!(\frac{1}{2}-k)} \tag{42}$$

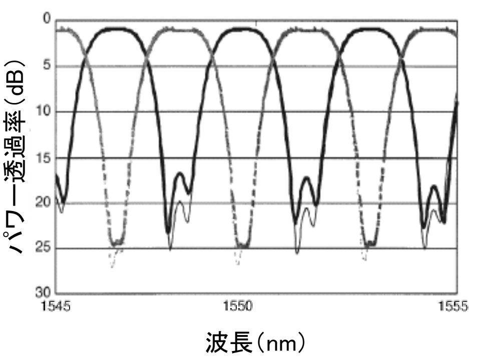

図１２　２段インターリーブ・フィルタの測定結果

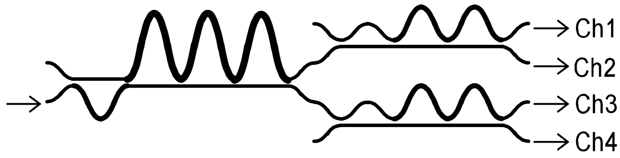

図１３　４波合分波器の構成

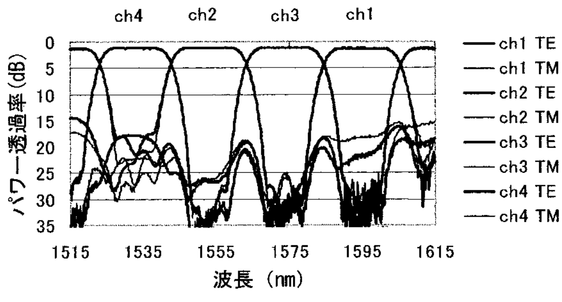

図１４　４波合分波器の分波特性の測定結果

図１２はPLCを用いて作製した2段インタリーブ・フィルタの測定結果[18]である．200GHzチャンネル間隔に対して140GHzの1dBダウン透過帯域幅を実現している．

5.3　インターリーブ・フィルタの応用

ここではインターリーブ・フィルタを用いた応用回路を紹介する．

5.3.1　４波合分波器[19]

波長多重通信システムにおいて重要な構成要素である多チャンネル合分波器は，インターリーブ・フィルタを複数個組み合わせることにより作成することができる．図１３は３個のインターリーブ・フィルタを組み合わせた平坦特性をもつ４波合分波器で，前段は４段インターリーブ・フィルタ，後段は２個の３段インターリーブ・フィルタにより構成されている．図１４はPLCにより作製した４波合分波器の分波特性の測定結果である．チャンネル間隔は20nmである．挿入損失1.5dB，チャンネル間阻止値17dBが得られている．

5.3.2　平坦特性を有するAWG[20]

数十チャンネル以上の合分波が可能な多チャンネル合分波器であるAWG（Arrayed Waveguide Grating）[3]は波長多重通信におけるキーデバイスである．通常，AWGの透過域での透過スペクトルはパラボリックな形をしている．波長多重通信においては，透過スペクトルが平坦なほどシステム設計の許容範囲が大きくなることから，透過スペクトルの平坦化が望まれている．これまでに，

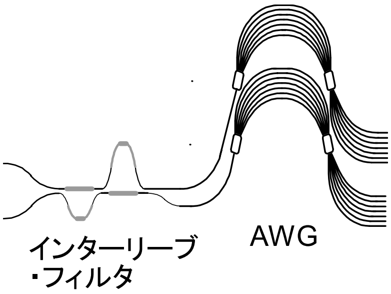

図１５　透過域平坦化のためのインターリーブ・フィルタとAWGの組み合わせ回路

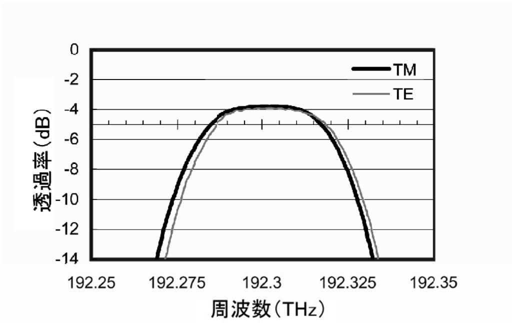

図１６　平坦化された透過スペクトルの測定結果

AWGを構成する導波路構造の改良により平坦化をおこなう提案等，いくつかの透過スペクトルに対する平坦化手法が報告されている．本デバイスはその一つの試みであり，図１５のように1個のインターリーブ・フィルタと2個のAWGを組み合わせることによりAWGの透過スペクトルを平坦化している．基本的な考え方は，AWGのパラボリックな透過スペクトルと逆の透過スペクトルをもつインターリーブ・フィルタを組み合わせることにより，AWGの透過スペクトルを平坦化することにある．PLCを用いて102chの合分波器を作製した．その構成は，前段に２段のインターリーブ・フィルタをおき，その各出力端に51chのAWGを接続することにより全体として102chの合分波器を形成している．図１６は102chの内の一つのチャンネルの透過スペクトルを拡大した図である．チャンネル間隔は50GHzで，30GHzの1dBダウン透過帯域を実現している．

６．まとめ

光遅延回路の一つであるラティス型構成は，基本的に２入力２出力で，段数を増やしても入力，出力端子数が変わらない特殊な構成であり，最大透過率100％のFIR型フィルタが設計可能な唯一の回路構成である．本研究では，このラティス型回路に対して，回路合成論を展開した．提案した合成法は，全体回路を表す伝送行列を各構成要素の伝送行列に分解していくことを基本として，その分解の過程で回路パラメータを算出する手法である．この合成法を用いることにより，光通信の分野で重要なフィルタ，等化器などが，ラティス回路で設計可能であることを示した．本研究を一つの契機として，光通信用及び光信号処理用デバイスの設計を目的とした光回路論[21],[22]というべき学問分野が形成されつつあり，光通信技術の一翼を担う分野に発展していくことが期待されている．

将来の発展が期待される光回路論の研究分野としては，光信号等化理論がある．光通信では偏波モード分散等の電気通信とは異なる光固有の物理現象に起因する信号歪を等化する必要があり，光信号に対応する等化理論が必要となる．将来，信号歪に合わせて等化特性が変化する適応等化器の必要性も増してくることが予想されるので，電気のディジタル等化器の高度な理論を基礎にした光通信固有の等化理論の進展が望まれる．もう一つ理論面で注目すべきテーマは，回路構成と回路特性の対称性に関する理論である．インターリーブ・フィルタはラティス回路の中で，特性の対称性を利用して回路構成の簡略化に成功した初めての例である．このインターリーブ・フィルタのハーフバンド性に見られるように，回路構成に関係する回路特性の対称性は一見単純ではないが，その奥に数学的に統一された理論が内在していることが予想される．この分野は，学問的に興味深いだけでなく，回路構成の簡略化という実用的な面もあり，今後の進展が期待される．

本報告では触れなかったが，100%の最大透過率が可能なIIR型特性を実現するための回路構成及び合成論[23]も考案されている．IIR特性には少ない段数で急峻なフィルタ特性が実現できるという優れた特性があるが，石英系回路であるPLCでは遅延の小さな帰還路（リング導波路）を形成することが難しく広帯域なフィルタを作製できないため，これまであまり研究されてこなかった．しかし，最近では十ミクロン程度のリング直径という非常に小さな遅延をもつ帰還路も作製可能な導波路系も報告されており[24]，今後IIR型光遅延線回路も有望な研究対象である．

７．謝辞

本報告で述べた研究内容は，著者がNTT研究所及びNEL（NTT Electronics）に在籍中におこなったものである．本研究をおこなうにあたり，数々のご教授と多大なご協力をいただいたNTT研究所及びNELの方々に対して感謝の意を表します．また，本報告書の執筆を勧めていただいた本学総合理工学部井上雄二郎教授に感謝いたします．

８．参考文献

[1]　N. Takato and A. Sugita, "Silica-based single-mode

waveguides and their applications to integrated-optic devices," *Mat. Res. Soc. Symp. Proc.*, vol. 172, pp. 253-264, 1990.
[2] 郷，柴田，渡辺，奥野，杉田：”大規模集積石英系熱光学スイッチ,” *NTT R&D*, vol. 50, no. 4, pp. 272-280, 2001.
[3] H. Takahashi, K. Oda, H. Toba, and Y. Inoue, “Transmission characteristics of arrayed waveguide NxN wavelength multiplexer,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, no. 3, pp. 447-455, 1995.
[4] K. Takada, M. Abe, M. Shibata, M. Ishii, and K. Okamoto, “Low-crosstalk 10-GHz-spaced 512-channel arrayed-waveguide grating multi/demultiplexer fabricated on a 4-in wafer,” *Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 11, pp. 1182-1184, 2001.
[5] B. Moslehi, J. W. Goodman, M. Tur, and H. J. Shaw, “Fiber-optic lattice signal processing,” *Proc. IEEE*, vol. 72, no. 7, pp. 909-930, 1984.
[6] A. V. Oppenheim and R. W. Schafer: “Digital signal processing,” *Prentice-Hall*, 1975.
[7] K. Jinguji and M. Kawachi, "Synthesis of coherent two-port lattice-form optical delay-line circuit," *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, no. 1, pp. 73-82, 1995.
[8] J. Jezek, M. Hromcik and M. Sebek,” New algorithm for spectral factorization and its practical application,” *Proceedings of the European Control Conference ECC 2001*, Seminario de Vilar, Porto, Portugal, Sept 4-7, 2001, pp. 3104-3109.
[9] J. H. McClellan, T. W. Parks, and L. R. Labiners, "A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters," *IEEE J. Trans. Audio & Electroacoust.*, vol. AU-21, no. 6, pp. 506-526, 1973.
[10] M. Kawachi and K. Jinguji, "Planar lightwave circuits for optical signal processing (invited),” *in Tech. dig. OFC'94*, Paper FB3, 1994.
[11 M. Kawachi, “Silica waveguides on silicon and their application to integrated-optic components,” *Optical and Quantum Electronics*, vol. 22, pp. 391-416, 1990.
[12] K. Takiguchi, K. Jinguji, K. Okamoto, and Y. Ohmori, "Variable group-delay dispersion equalizer using lattice-form programmable optical filter on planar lightwave circuit," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics,* vol. 2, no. 2, pp. 270-276, 1996.
[13] Y. C. Lim, J. H. Lee, C. K. Chen, and R. H. Yang, “A weight least squares algorithm for quasi-equiripple FIR and IIR digital filter design,” *IEEE SP.*, vol. SP-40, pp. 551-558, 1992.
[14] 神宮寺，鈴木，鬼頭，日比野：”Lawson法を基礎にしたラティス型利得等化器の設計,” 2001年電子情報通信学会総合大会, C-3-50.
[15] K. Jinguji and M. Oguma, "Optical half-band filters," *J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 2, pp. 252-259, 2000.
[16] 鬼頭，小熊，神宮寺，杉田：“PLCフィルタ合成論とインターリーブ･フィルタへの応用,” *NTT R&D,* vol. 50, no. 4, pp. 281-287, 2001.
[17] C. Gumacos, "Weighting coefficients for certain maximally flat nonrecursive digital filters," *IEEE J. Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-25, no. 4, pp. 234-235, 1978.
[18] M. Oguma, K. Jinguji, T. Kitoh, T. Shibata, and A. Himeno, “Flat-passband interleave filters with 200 GHz channel spacing based on planar lightwave circuit-type lattice structure,” *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 15, pp. 1299-1300, 2000.
[19] M. Oguma, T. Kitoh, Y. Inoue, K. Jinguji, and Y. Hibino, “4 channel lattice-form filter for wide passband WDM access network,” *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 8, pp. 514-515, 2001.
[20] M. Oguma, T. Kitoh, K. Jinguji, T. Shibata, A. Himeno, and Y.Hibino, “Flat-top and low-loss WDM filter composed of lattice-form interleave filter and arrayed-waveguide gratings on one chip,” *in Tech. dig. OFC2001*, WB3.
[21] C. K. Madsen and J. H. Zhao: “Optical filter design and analysis,” John Wiley & Sons Inc., 1999.
[22] 小関 健：”光伝送回路,” 電子情報通信学会編, 2000,
[23] K. Jinguji, "Synthesis of coherent two-port optical delay-line circuit with ring waveguides," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 8, pp. 1882-1898, 1996.
[24] S. C. Hagness, D. Rafizadeh, S. T. Ho, and A. Taflove, "FDTD microcavity simulations: design and experimental realization of waveguide-coupled single-mode ring and whispering-gallery-mode disk resonators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 11, pp. 2154-2165, 1997.

９．付録

（付録A）*N*段ラティス回路の伝送行列が式(4)及び式(6)で表されることの証明

漸化的に証明していく．まず，0段の場合の伝送行列は

$$S_0 = \begin{pmatrix} \cos\theta_0 & -j\sin\theta_0 \\ -j\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{pmatrix} \tag{A-1}$$

と表されるので，明らかに式(4)の形をしている．*n*段回路の伝送行列 $S^{[n]}$ が式(4)の形で書かれていたとして，*n*+1段回路の伝送行列 $S^{[n+1]}$ を計算する．*n*段目の構成要素の伝送行列が式(14)を変形して

$$S_n = \begin{pmatrix} p_n z^{-1} & jq_n^* \\ jq_n z^{-1} & p_n^* \end{pmatrix} \tag{A-2}$$

と表されることより，*n*+1段回路の伝送行列 $S^{[n+1]}$ は

$$\begin{aligned} S^{[n+1]} &= S_n S^{[n]} \\ &= \begin{pmatrix} p_n z^{-1}\sum_{k=0}^{n} a_k^{[n]} z^{-k} - q_n^* \sum_{k=0}^{n} b_k^{[n]} z^{-k} & j\{p_n z^{-1}(\sum_{k=0}^{n} b_k^{[n]*} z^{k}) z^{-n} + q_n^*(\sum_{k=0}^{n} a_k^{[n]*} z^{k}) z^{-n}\} \\ j\{q_n z^{-1}\sum_{k=0}^{n} a_k^{[n]} z^{-k} + p_n^* \sum_{k=0}^{n} b_k^{[n]} z^{-k}\} & -q_n z^{-1}(\sum_{k=0}^{n} b_k^{[n]*} z^{k}) z^{-n} + p_n^*(\sum_{k=0}^{n} a_k^{[n]*} z^{k}) z^{-n} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \sum_{k=0}^{n+1} a_k^{[n+1]} z^{-k} & j(\sum_{k=0}^{n+1} b_k^{[n+1]*} z^{k}) z^{-(n+1)} \\ j\sum_{k=0}^{n+1} b_k^{[n+1]} z^{-k} & (\sum_{k=0}^{n+1} a_k^{[n+1]*} z^{k}) z^{-(n+1)} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{A-3}$$

となり，式(4)及び式(6)の形をしていることがわかる．以上により，漸化的に証明されたことになる．