

画像の高効率符号化における  
DCTの応用に関する研究

井澤裕司



画像の高効率符号化における  
DCTの応用に関する研究

井澤裕司



# 目次

第1章 序論	9
1.1 本研究の背景	9
1.2 本研究の目的	11
1.3 本研究の経過	12
1.4 本論文の構成	14
第2章 DCTを用いたブロック符号化	16
2.1 まえがき	16
2.2 画像情報の圧縮	19
2.2.1 人間の視覚特性	19
2.2.2 画像信号の統計的性質	19
2.3 標準化動向	20
2.4 ブロック符号化の概要	22
2.4.1 フレーム内符号化	24
2.4.2 フレーム間符号化	28
2.5 DCTの定義	30
2.5.1 1次元DCT	30
2.5.2 2次元DCT	32
2.6 表示方法	33
2.6.1 シーケンシャル表示	33
2.6.2 プログレッシブ表示	34
2.7 ブロック歪の性質	35
2.7.1 シーケンシャル表示におけるブロック歪	35
2.7.2 プログレッシブ表示におけるブロック歪	41
2.7.3 ブロック歪の推定	43
2.8 関連する研究論文	47
2.9 むすび	51

第3章 DCTの基礎検討	52
3.1 まえがき	52
3.2 DCTとフーリエ級数展開	52
3.2.1 フーリエ級数展開	53
3.2.2 周波数スペクトル	56
3.3 DCTとDFT	57
3.3.1 DFTの定義	57
3.3.2 DFT係数の対称性	59
3.3.3 DCTとDFTの特性比較	63
3.4 DCTと空間周波数	66
3.5 むすび	68
第4章 プログレッシブ表示における応用(1)	69
- AC係数予測方式 -	
4.1 まえがき	69
4.2 2次元フィルタの問題点	71
4.3 AC係数予測方式の提案(1) - 係数操作法 -	72
4.3.1 係数操作法	72
4.3.2 4点接続法	73
4.3.3 8点接続法	75
4.4 AC係数予測方式の提案(2) - DCT補間フィルタ法 -	78
4.4.1 手順	78
4.4.2 DCT補間フィルタ法	79
4.5 特性評価	82
4.5.1 画質評価	82
4.5.2 符号化効率	84
4.5.3 演算量の比較	86
4.6 むすび	87

第5章 プログレッシブ表示における応用(2)	88
- DCT補間フィルタの拡張 -	
5.1 まえがき	88
5.2 DCT補間フィルタの拡張	88
5.2.1 空間周波数	88
5.2.2 手順	90
5.2.3 拡大ブロック	90
5.2.4 補間処理	91
5.3 特性評価	92
5.3.1 補間処理	93
5.3.2 画質評価	94
5.3.3 演算量の比較	95
5.4 むすび	95
第6章 シーケンシャル表示における応用	96
- 帯域保存フィルタ -	
6.1 まえがき	96
6.2 DCT係数と空間周波数スペクトル	98
6.2.1 拡張画像のスペクトル	98
6.2.2 表示すべき空間周波数	99
6.3 帯域保存フィルタの提案	100
6.3.1 量子化誤差の推定	100
6.3.2 手順	103
6.3.3 2次元ウィンドウ	105
6.4 適応フィルタの構成	107
6.4.1 DFTによる帯域制限	107
6.4.2 DCTによる帯域制限	110
6.4.3 近似手法	112
6.5 特性評価	114
6.5.1 画質評価	114



6.5.2	パワースペクトル	117
6.5.3	演算量の比較	120
6.5.4	SN比 (1)	120
6.5.5	SN比 (2)	121
6.6	むすび	123
第7章	拡張DCTとしての応用	124
	—対称性DCT・DST方式—	
7.1	まえがき	124
7.2	DCTの問題点	126
7.3	DSTの定義とその特性	129
7.3.1	DSTの定義	129
7.3.2	DSTの特性	131
7.4	対称性DCT・DST方式の提案	134
7.4.1	画像の対称性	134
7.4.2	対称性DCT・DST方式	136
7.4.3	DFTとの相違点	139
7.5	特性評価	141
7.5.1	符号化効率	141
7.5.2	画質評価	143
7.5.3	演算量の比較	144
7.6	むすび	145
第8章	結言	146
謝辞		149
参考文献		150
著者発表論文		157

## 目次

図1.1	画像の符号化	10
図1.2	本論文の構成	14
図2.1	第2章の構成	17
図2.2	画像信号の統計的性質	19
図2.3	画像符号化の標準化動向	20
図2.4	静止画符号化方式の構成	24
図2.5	DCTによる電力集中度の数値例 (8×8)	25
図2.6	量子化	25
図2.7	DCT係数のジグザグスキャン	26
図2.8	ハフマン符号の例	26
図2.9	3次元信号 (動画)	28
図2.10	フレーム間符号化方式の構成	29
図2.11	T <sub>ij</sub> の要素 (n=8)	31
図2.12	シーケンシャル表示	33
図2.13	プログレッシブ表示 (帯域分割方式)	34
図2.14	直交変換と座標系の回転 (2変数の場合)	37
図2.15	量子化による近似 (2変数の場合)	37
図2.16	量子化誤差の確率分布 (2変数の場合)	38
図2.17	歪の確率分布 (2変数の場合)	38
図2.18	量子化誤差の確率分布 (3変数の場合)	39
図2.19	歪の確率分布 (3変数の場合)	39
図2.20	垂直フィルタのタップ係数 (n=3, n=8の場合)	42
図2.21	ブロック間の信号レベルの相関	43
図2.22	隣接ブロック間の相関 (シーケンシャル表示)	44
図2.23	量子化誤差の推定 (シーケンシャル表示)	45
図2.24	未伝送のAC係数の推定 (プログレッシブ表示)	46
図2.25	関連する研究論文	47



図3.1	DCTとその位置付け	52
図3.2	鏡像による偶関数化	53
図3.3	$E_{ij}$ の要素 ( $N=8$ )	58
図3.4	DFT係数の対称性 (2次元)	62
図3.5	DFTにおける不連続性	63
図3.6	DCTとDFTの変換係数の比較	65
図3.7	2次元DCT, DSTの係数に対応する画像信号	67
図4.1	第4章の構成	70
図4.2	DCT係数に対応する画像	72
図4.3	境界における接続点 (4点接続法)	74
図4.4	4点接続法による補間画像	75
図4.5	境界における接続点 (8点接続法)	77
図4.6	8点接続法による補間画像	77
図4.7	補間処理の位置関係	80
図4.8	DCT補間フィルタ法による補間画像	81
図4.9	ブロック境界値算出オペレータの例	82
図4.10	AC係数予測方式による処理画像	83
図4.11	平均値分離形ブロック符号化	85
図5.1	拡大ブロックと伝送されたDCT係数	89
図5.2	DCT補間フィルタによる処理画像	94
図6.1	第6章の構成	97
図6.2	量子化誤差の推定	100
図6.3	パワースペクトルの比較	101
図6.4	帯域保存フィルタの構成	104
図6.5	2次元ウィンドウ	106
図6.6	DFTによる帯域制限	108
図6.7	DCTによる帯域制限	110
図6.8	近似手法による帯域制限	113
図6.9	帯域保存フィルタによる処理画像(1)	115

図6.10	帯域保存フィルタによる処理画像(2)	116
図6.11	処理前後の差分信号に対応するパワースペクトル	118
図6.12	原画および復号画像のパワースペクトル	119
図6.13	最適化手法におけるSN比	122
図7.1	第7章の構成	125
図7.2	鏡像による偶関数化	126
図7.3	DSTの基底ベクトル ( $N=8$ )	130
図7.4	奇対称数列と鏡像による周期性	131
図7.5	フーリエ係数 $a_n, b_n$ の比較	133
図7.6	マクロブロックと対称軸	134
図7.7	符号化効率	142
図7.8	対称性DCT・DST方式による処理画像	143



## 表目次

表 2.1	歪に対する人間の視覚特性 (静止画像)	18
表 2.2	直交変換とその特徴	22
表 3.1	周期関数の周波数スペクトル	56
表 3.2	フーリエ係数 $a_n$ , $b_n$ の比較	64
表 4.1	平均交流電力の比較	85
表 4.2	各補間法の演算量	86
表 5.1	補間処理における演算量	95
表 6.1	空間周波数スペクトル	99
表 6.2	ウィンドウの組み合わせ	105
表 6.3	演算量の比較	120
表 6.4	S/N比 (dB)	120
表 7.1	サイン関数 (次数 $k$ ) に対応するフーリエ係数 $a_n$	128
表 7.2	サイン関数 (次数 $k$ ) に対応するフーリエ係数 $b_n$	132
表 7.3	2次元数列の偶対称・奇対称成分	135
表 7.4	各方式の演算量の比較	144
表 8.1	提案方式の特徴と適用範囲	147

## 第1章 序論

### 1.1 本研究の背景

TV信号を始めとする画像の情報量は極めて多く、音声の1000倍にも達すると言われている。一方、画像情報のもつ冗長性も高く、これを圧縮して音声程度の回線により伝送しようとする試みが、過去30年にわたり行われてきた<sup>(1)(2)</sup>。近年、画像を効率的に圧縮する符号化技術が実用期を迎えたとされるが、この背景には、次のような事項が挙げられる。

- (1) 光ファイバ (専用線) や ISDN によるデジタル伝送路の普及、低コスト化。
- (2) 人件費の高騰によるTV会議、遠隔監視等の需要の高まり。
- (3) メモリ、デジタルシグナルプロセッサ (DSP)、ASIC (特定用途向けIC) を中心とするLSIの急速な進歩と、これに支えられる符号化装置の小型経済化。
- (4) CCITT\*等の機関による国際規格制定の動き。
- (5) CD-ROMをはじめとする蓄積メディアの進歩。

\* ... 国際電信電話諮問委員会

なお、図1.1に示すように、画像の符号化は次の2つに大別される<sup>(1)(2)</sup>。

- (a) 人間の視覚特性と画像信号の統計的性質を用いて、圧縮を図る情報源符号化 (Source Coding)。
- (b) 伝送路の特性に合わせた変調等を行う通信路符号化 (Channel Coding)。

本論文における符号化とは、(a) の情報源符号化である。

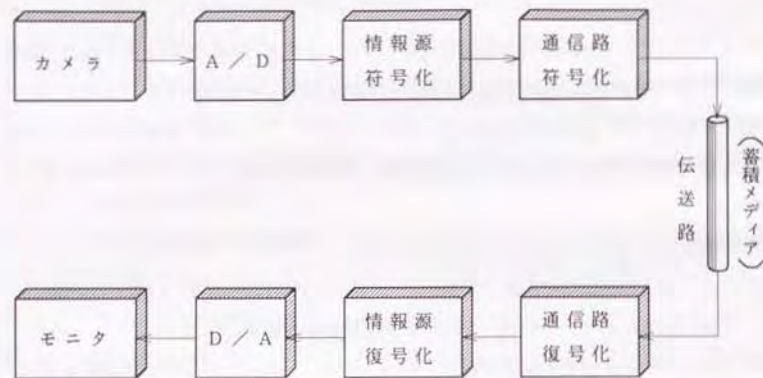


図 1.1 画像の符号化

## 1.2 本研究の目的

画像伝送(蓄積)が広く普及するためには、装置の相互接続性を保証する標準化が重要である。画像符号化方式の国際標準については、CCITT(国際電信電話諮問委員会)とISOが中心となって推進している<sup>(2)-(5)</sup>(詳しくは、第2章で述べる)。これらは大きく静止画系と動画系(TV電話/TV会議、蓄積系)に分けられるが、その標準方式にはいずれも離散コサイン変換(Discrete Cosine Transform: DCT)を用いたブロック符号化が採用されている。

この方式の符号化効率は比較的高く、実現性でも優れている。しかしながら、画像をブロックに分割して処理するため、ブロック境界付近に特有の歪(ブロック歪)が発生し易い。この歪はランダム性の雑音に比べ目につき易く、画質劣化の最大の要因となっている。(図4.1.0(a)、図5.2(a)、図6.9(a)、図6.1.0(a)参照)

本研究の目的は、上記国際標準を遵守しながら\*

- (1) 画像の解像度を低下させずに、ブロック歪を効率的に除去すること
- (2) 符号化効率を向上させること

にある。

またDCTの問題点を解析し、標準方式より優れた符号化特性を有する新方式の提案も併せて行う。

\* ... 標準化は、相互接続に必要な最小の条件を規定するものである。したがって、ブロック歪を軽減するフィルタ(前処理、後処理)については、標準の枠外に位置付けられ、マニファクチャラー(メーカー)の自由裁量に委ねられている。



### 1.3 本研究の経過

本論文は、筆者が(株)日立製作所中央研究所において担当した画像符号化方式に関する研究内容を取りまとめたものである。以下、本研究の経過について述べる。

#### (1) AC係数予測方式 (第4章)

1986年、画像符号化の専門家グループ(JPEG)は、静止画符号化の国際標準方式に関する検討を開始した。これに呼応して、国内では「画像電子学会テレマティクス研究専門委員会」が設けられ、方式選定の基準となる評価項目等について検討が加えられた。この段階で、筆者らは欧州の推すDCT方式が有力と判断し、DCTに関する基礎検討を開始した。第3章は、これらの検討内容をまとめたものである。

一方、データベース等に用いられる静止画符号化では、検索時間等の短縮や心理的負担の軽減に、階層的符号化(解像度が段階的に高くなる)が有効とされている。しかしながら、初期のステージでいわゆるブロック歪を発生し、画質が著しく劣化するという問題がある。この歪は2次元フィルタにより除去することができるが、実時間処理には別途ハードウェアが必要とされていた。筆者はこのようなフィルタを用いず、より簡単に歪を軽減する手法について検討し、AC係数予測方式の着想を得た。第4章で紹介するこの方式は、DCTの直流係数から比較的低次のAC係数を予測し、これらを逆DCTすることにより、歪成分を除去(軽減)する手法である。さらに文献<sup>[83]</sup>の平均値分離形ブロック符号化を適用することにより、極めて単純な演算で符号化効率も改善できることを確認した。なお、本手法はJPEGの委員会でも採り上げられ、ACプレディクション方式<sup>[13]</sup>(オプション)として規定されている。

#### (2) 対称性DCT・DST方式 (第7章)

DCTは、KLT(理想的な直交変換であるが、演算が複雑)に次いで高い符号化効率をもつと言われている。しかし、第3章で示した基礎検討の中で、DCTにとって有利な画像と、そうではない画像が存在することを見出した。すなわち、DCTは偶対称成分に

ついては理想的変換となるが、奇対称成分はサインの重ね合せ、すなわち離散サイン変換(DST)の方が効率が良くなる可能性がある。そこで、縦横2ブロック(計4ブロック)の画像において、水平・垂直の偶対称と奇対称の成分に分離し、それぞれDCTとDSTを適用する手法を考案した。この対称性DCT・DST方式については、第7章で述べる。

#### (3) 帯域保存フィルタ (第6章)

静止画の階層的符号化におけるブロック歪は、第4、5章の手法により除去することができる。しかしながら、一般の静止画や動画の符号化では、ブロック内のDCT係数が低次から高次へとジグザグ状に量子化され、伝送される。このため、階層的符号化の手法を適用することはできない。そこで、伝送されたDCT係数に対応する空間周波数成分(解像度)を保存しながら、ブロック歪のみを効率的に除去する手法について検討した。ブロック歪を除去するためには、基本的にブロックにまたがる処理となる。そこで、ブロックを包含するウィンドウを用いて画像を切り出し、これらに適応的な帯域制限を行った後加算して処理画像とする方式を考案した。この帯域保存フィルタについては、第6章で述べる。

なお、本研究の経過と国際標準の関連は、第2章(図2.2)で整理する。



## 1.4 本論文の構成

図1.2 に本論文の構成を示す。

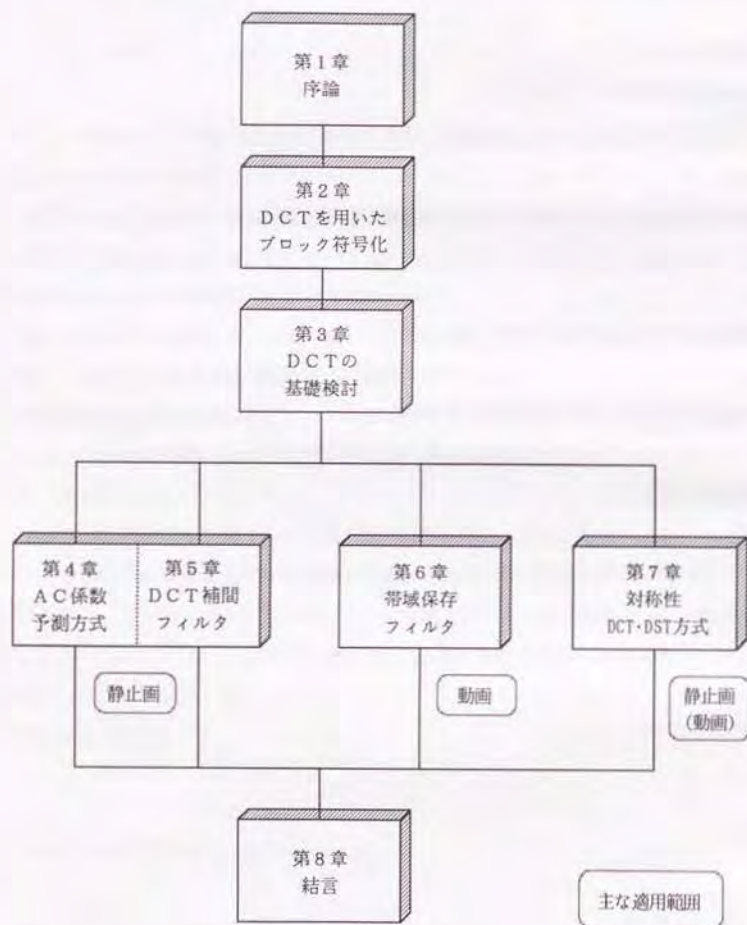


図1.2 本論文の構成

第2章では、DCTを用いたブロック符号化について概説する。始めに、画像情報の圧縮に用いられる人間の視覚特性と画像信号の統計的性質を整理し、画像符号化の標準化動向を解説する。次に主として静止画像を対象とするフレーム内符号化と、動画像を対象とするフレーム間符号化の概要を示し、1次元と2次元のDCTを定義する。さらに、一般的な表示方法であるシーケンシャル表示と、画像検索等で有効なプログレッシブ表示（階層的符号化）について述べ、これらの表示において発生するブロック歪の性質を検討する。また、本研究に関連する論文も紹介する。

第3章では、DFT（離散フーリエ変換）との比較のもとに、DCTの基本的特性と、その物理的意味を明らかにする。この検討内容は第4章以降のDCTの応用において、その基礎を与えるものである。

第4章では、静止画像のプログレッシブ表示において、第1ステージのブロック歪を除去する手法を提案する。この方式は、DCTの性質を用いて伝送された直流係数から低次のAC係数を予測する手法であり、画質及び符号化効率の改善効果を明らかにする。

第5章では、プログレッシブ表示の第2ステージ以降において、直流を含む低次のAC係数からブロック歪の除去された画像を生成する手法を提案し、その特性を評価する。

第6章では、動画像（静止画像）のシーケンシャル表示において、空間解像度を保存しながら、ブロック歪成分を効率的に除去する帯域保存フィルタを提案する。さらに、演算量を低減する手法について検討し、その画質改善効果を検証する。

第7章では、原関数が奇関数の場合に符号化効率が低下するというDCT固有の問題点を解析し、これを改善した対称性DCT・DST方式を提案する。

第8章では、本論文を総括し結言とする。



## 第2章 DCTを用いたブロック符号化

### 2.1 まえがき

本章では、図2.1に従い、DCTを用いたブロック符号化方式について概説する。始めに、画像情報の圧縮に用いられる人間の視覚特性と、画像信号の統計的性質を整理し、画像符号化の国際標準化動向を解説する。次に、主として静止画を対象とするフレーム内符号化と、動画を対象とするフレーム間符号化の概要を示す。さらに、1次元と2次元のDCTを定義し、一般的な表示方法であるシーケンシャル表示と、静止画像のデータベース検索等で有効とされるプログレッシブ表示（階層的符号化）について述べ、これらの表示において発生するブロック歪の性質を検討する。また関連する研究論文についても整理する。

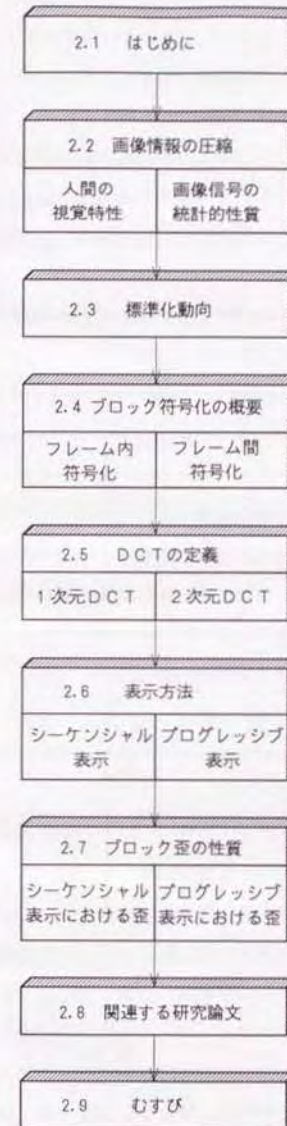


図2.1 第2章の構成

## 2.2 画像情報の圧縮

画像情報の圧縮には、人間の視覚特性と画像信号の統計的性質が用いられる。<sup>(9)-(11)</sup>

### 2.2.1 人間の視覚特性<sup>(9)(10)</sup>

非可逆の画像符号化では、人間にとって知覚しにくい歪の発生をある程度許容することにより、冗長さの抑圧が行われる。人間の歪に対する視覚特性（静止画像）を整理すると、表2.1 のようになる。

表2.1 歪に対する人間の視覚特性（静止画像）

項目	内容
視覚の周波数特性	空間周波数の高い歪は目につきにくい
画像の明るさ	同じレベルの歪は画像が暗いほど目立ち易い
画像の平滑度	歪は画像の平坦部で知覚され易く、輪郭部では目につきにくい

### 2.2.2 画像信号の統計的性質<sup>(11)</sup>

画像信号のレベルや振幅は極めて多様であり、統一的に扱うことは難しい。しかし、一般の自然画像に共通な統計的性質がある。これらを表現する指標として、自己相関関数と空間周波数領域における2次元パワースペクトルが用いられる。なお、この2つは独立ではなく、フーリエ変換対の関係にある。

例えば、画素の間隔は、画像信号に含まれる最も高い周波数成分から決定される。しかしながら、このような高い周波数成分が現れる頻度は低く、隣接する画素の間には強い相関が残されている。

一方、画像信号を2次元フーリエ変換して、その周波数スペクトルを求めると、低い周波数成分に電力が集中する傾向が見られる。

図2.2 に、標準画像の例を示す。直流付近に電力が集中しており、画素間に強い相関が残されていることがわかる。なお、本論文の後半で提案する各方式は、これらの性質を用いた手法である。

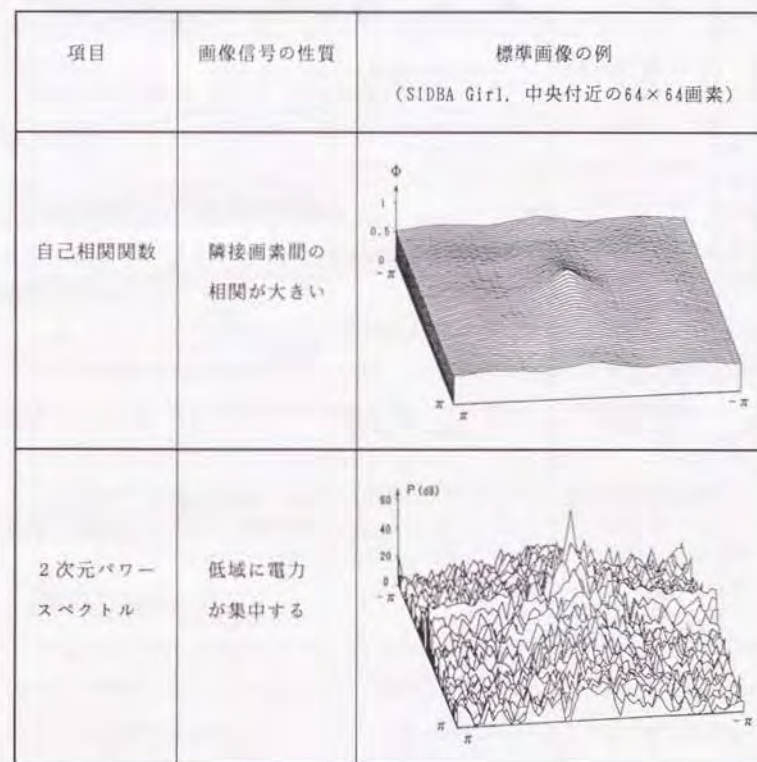
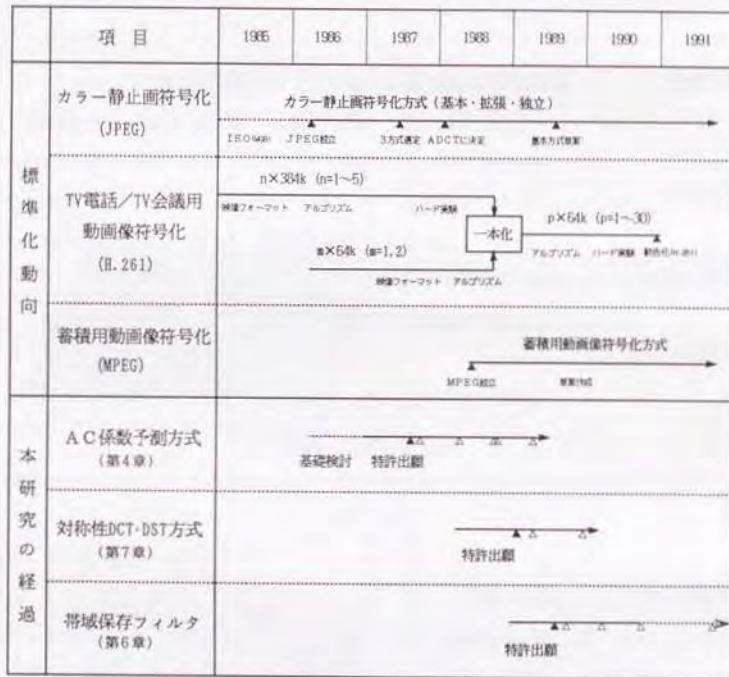


図2.2 画像信号の統計的性質



### 2.3 標準化動向

第1章で述べたように、画像符号化の広範な普及のためには、相互接続性を保証する標準化が極めて重要である。図2.3に示すようにこの国際標準には、静止画系と動画系(TV電話/TV会議、蓄積系)、あわせて3本の柱があるが、いずれも離散コサイン変換(DCT)を用いたブロック符号化が採用されている。以下、その概要を述べる。



△ 学会発表

図2.3 画像符号化の標準化動向

#### (1) カラー静止画符号化<sup>(1)(2)-(1)(3)</sup>

1985年、C C I T T及びI S Oのもとに、専門家グループ(JPEG: Joint Photographic Experts Group)が設立され、静止画符号化の国際標準方式に関する検討を開始した。始めに、方式選定の条件(実時間復号性、階層的符号化特性等)、主観評価項目、技術項目等が設定され、各国から提案された12方式について評価実験が行われた。1987年6月には、日・米・欧の提案する3方式に絞り込まれ、詳細な評価実験の結果、1988年1月、ADCT方式が選定された。この方式は、DCT(離散コサイン変換)とエントロピー符号化(ハフマン符号)の組み合わせを基本としている。パラメータの最適化等を経て、1992年勧告化の手続きがとられた。

#### (2) TV電話/TV会議用動画符号化<sup>(1)(4)-(1)(7)</sup>

1984年C C I T TのS G X Vのもとに、「ビデオ信号符号化専門家グループ」が結成され、TV電話/TV会議用の符号化方式の標準化作業を開始した。当初、TV会議用符号化方式[n×384 Kbit/sec (n=1~5)]と、TV電話用符号化方式[m×64 Kbit/sec (m=1,2)]は個別に検討されていたが、1988年9月に一本化され、伝送レートがp×64 Kbit/sec (p=1~30)に統一された。その後、パラメータの最適化や検証実験等を経て、1990年12月、H.261として勧告化された。主な方式の特徴は、

- ・DCTを用いた動き補償フレーム間予測方式と、
- ・TV方式(NTSC, PAL, SECAM)間の相互接続性を確保するための共通中間フォーマットを採用した点にある。

#### (3) 蓄積用動画符号化<sup>(1)(8)-(1)(9)</sup>

1988年I S Oのもとに、専門家グループ(MPEG: Moving Picture Experts Group)が設立され、ディジタルの蓄積メディア(CD-ROM等)や、CATV等の画像配信を対象とした符号化方式が検討されている。当面の対象とするレートは、1~1.5 Mbit/sec (MPEG-1)、及び6~10 Mbit/sec (MPEG-2)である。この方式においても、DCTを用いたフレーム間符号化が採用されている。



## 2.4 ブロック符号化の概要

ブロック符号化は、サンプリングされた2次元の画像信号をブロック（例えば縦横8×8画素）に分割し、これを単位として冗長さの抑圧を行う手法である。この手法には、大別して直交変換方式とベクトル量子化の2つがある。

### (1) 直交変換方式<sup>(21) (22)</sup>

直交変換方式は、直交行列を用いて、2次元の画像信号を同数の変換係数に変換する手法である。

代表的な直交変換とその特徴を整理すると、表2.2 のようになる。

表2.2 直交変換とその特徴

方式	特徴	符号化効率
アダマール変換	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ ±1 の要素で構成される。</li> <li>・ 加減算のみの演算となり、シンプルである。</li> </ul>	低 ↑  ↓ 高
離散フーリエ変換 (DFT)	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 信号処理の基本であり、広い応用分野をもつ。</li> <li>・ 高速演算手法 (FFT) がある。</li> <li>・ 複素の演算となる。</li> </ul>	
離散コサイン変換 (DCT)	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ KLT に準ずる符号化効率をもつ。</li> <li>・ 画像符号化の国際標準に採用されている。</li> <li>・ 実数の演算で実現できる。</li> </ul>	
カルーネン・レーブ変換 (KLT)	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 理想的な直交変換であり、最も効率が高い。</li> <li>・ 変換行列が入力信号に依存するため、符号化には適さない。</li> <li>・ 演算が複雑である。</li> </ul>	

このように、DCT は比較的高い符号化効率をもち、実現性でも優れている。

### (2) ベクトル量子化<sup>(23) (24)</sup>

ベクトル量子化は、複数の画像信号をベクトル空間内の1点に対応させ、これが属する部分空間のインデックスを符号とする手法である。この手法は、1変数のスカラー量子化を多変数に拡張したものであり、歪が最小となるインデックスをいかに効率的に求めるかがポイントとなる。現在、木探索法<sup>(25)</sup>、多段ベクトル量子化<sup>(27)</sup>、Gain/Shape ベクトル量子化<sup>(28)</sup>等の手法が提案されている。

基本的な符号化特性では、ベクトル量子化は直交変換より優れているが、実時間処理のためには未だ演算量が多く、これを低減する手法が各方面で検討されている。これに対し、直交変換は技術的にはほぼ完成された手法であることから、国際標準にはDCTが用いられている。

この他、DCTの変換係数をベクトル量子化する方法<sup>(29)</sup>、サブバンド符号化<sup>(30) (31)</sup>等の手法が提案されている。

以下、国際標準に採用されているDCTを用いたブロック符号化方式をベースに、主として静止画（2次元画像）を対象とするフレーム内符号化と、動画（3次元画像）を対象とするフレーム間符号化の概要を説明する。



2.4.1 フレーム内符号化 —静止画—

フレームとは1枚の画像であり、フレーム内符号化は、静止した2次元画像の冗長度を抑圧する手法である。図2.4に、静止画符号化方式の構成例を示す。

A/D変換された画像信号は、縦横8×8画素のブロックに分割され、以降の処理は、このブロック単位に行われる。画像信号[G]はDCTにより同数の変換係数[C]に変換され、量子化される。この量子化出力はエントロピー符号化されて、伝送路符号化の後、伝送路に送出される。一方の受信側では、これと逆の処理が行われる。原画[G]、変換係数[C]、復号画像[G']は、いずれも同形(8×8)のマトリクスで表すことができる。なお、これらの関係については、2.5で述べる。

以下、DCT、量子化、エントロピー符号化について補足する。

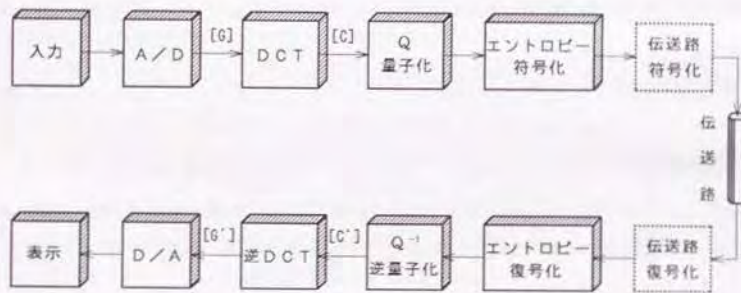


図2.4 静止画符号化方式の構成

(1) DCT (離散コサイン変換) (22)-(24)

一般の画像信号は、隣接する画素間の相関が強い、このため適当な直交変換を用いると、変換係数の絶対値の分布に偏りが生じる。DCTによる数値例を図2.5に示す。左上の直流係数に近い成分ほど、絶対値が大きくなっている。この変換係数を量子化することにより、符号化ビット数を低減することができる。

95	95	100	101	112	122	133	131	699	-298	225	-88	97	-24	50	15
90	94	95	98	112	125	133	129	-168	64	-64	32	-36	12	-17	-1
90	90	86	91	101	114	136	136	158	-59	37	-12	18	-5	9	4
89	88	88	92	99	108	131	139	-46	26	-16	3	-7	-2	-5	2
91	89	89	90	97	108	125	144	85	-33	20	-12	16	-1	8	3
90	94	87	88	95	108	122	137	-5	2	-3	-2	-4	0	-2	3
88	90	91	90	100	109	122	133	48	-18	17	-4	8	1	4	-2
92	90	85	97	101	112	119	131	22	-10	10	-5	4	0	3	2

(a) 原画 [G]

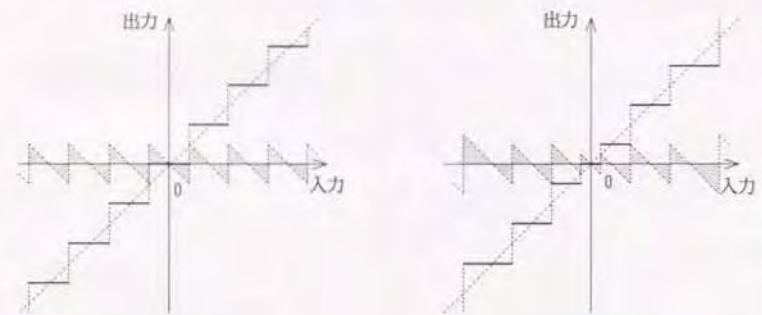
(b) 変換係数(整数部のみ) [C]

図2.5 DCTによる電力集中度の数値例(8×8)

(2) 量子化 (25)

量子化は一種の近似であり、非可逆な処理となる。図2.6に示すように、量子化にはステップサイズが均一な(a)線形量子化と、不均一な(b)非線形量子化がある。

また、ステップの中央に0を設定するMidstep型と、0で切り替わるMidriser型があるが、一般にはMidstep型が用いられる。このステップの幅(ステップサイズ)を適応的に切り替えることにより、符号化ビット数と画質を制御することができる。なお、図のハッチング部が量子化誤差に相当し、これがブロック歪の原因となる。



(a) 線形量子化

(b) 非線形量子化

図2.6 量子化

第3章で述べるように、DCTの変換係数は一種の空間周波数成分に相当する。これらの係数は図2.7に示すように、低い周波数成分から高い周波数成分へと量子化され、伝送・表示される。この順序をジグザグスキャンと呼び、静止画の符号化（シーケンシャル表示）<sup>(118)-(122)</sup>や、動画像符号化の国際標準等<sup>(123)-(127)</sup>に広く用いられている。



図2.7 DCT係数のジグザグスキャン

(3) エントロピー符号化<sup>(17)-(26)(27)</sup>

エントロピー符号化は、シンボル（量子化された係数値）の出現頻度を考慮して、全体の符号量が最小となるよう、可変長の符号を割り当てる手法である。主な方式に、ハフマン符号や算術符号がある。図2.8にハフマン符号の例を示す。

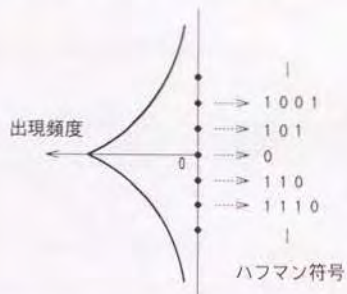


図2.8 ハフマン符号の例

なお標準方式<sup>(123)-(127)</sup>では、連続する0の係数のラン長と非零の係数値を組み合わせ、これをひとつのシンボルとみなしてハフマン符号を割り当てている。

エントロピー符号化は、シンボルと符号との間に1:1の対応関係を規定するものである。したがって、逆の操作に当たるエントロピー復号化と組み合わせるとき、完全な再現性（可逆性）が保証される。すなわち、符号化効率には大きく影響するが、画質を劣化させる要因はない。



2.4.2 フレーム間符号化<sup>(8)(7)(88)(89)</sup> - 動画像 -

フレーム間符号化は、1枚の画像としての冗長度と時間方向の冗長度を用いて、3次元的な圧縮を図る手法である。一般の動画像は時間軸を含む3次元の信号である。すなわち、図2.9に示すように、静止した画像（フレーム）を時間軸上にある間隔で配列したものと考えることができる。このとき、隣接する2フレームについて、同位置にあるブロック間の差分信号を求め、これを2次元的に符号化することにより、時間方向の冗長度も抑圧することができる。

静止部分のフレーム間差分は基本的に0であり、いわゆる無効ブロックとなる。この場合には、無効を表す短い符号を送出する。差分が0でない場合には、この値を2次元信号として符号化する。受信側では、前フレームの内容に復号した差分値を加算して表示する。なお、フレーム間符号化は、効率向上のため、動き補償フレーム間予測（Motion Compensated Interframe Prediction）を組み合わせることが多い。なお、隣接するフレームの間を内挿することにより、より滑らかな動きを実現しようとする試みも行われている<sup>(88)</sup>。

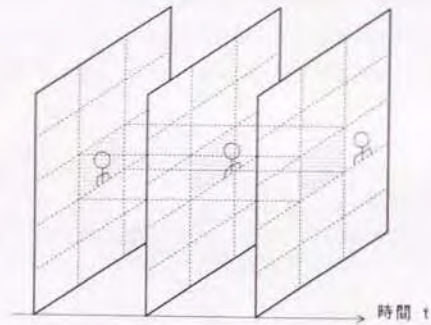


図2.9 3次元信号（動画像）

フレーム間符号化の一例として、国際標準のTV電話/TV会議用符号化方式<sup>(10)(11)</sup>の構成を図2.10に示す。ここで、同図の信号Aは、送信側のローカルデコーダ（受信側の復号器を模擬する）の出力であり、受信側の表示信号Bに等しい。すなわち、入力画像と表示画像が一致するように、その差分信号が伝送されるフィードバック系になっていることがわかる。

フレーム間符号化では、基準となるフレームを生成するため、最初にフレーム内符号化を行う必要がある。また、伝送路の符号誤りが無視できないとき、画面上の影響が時間方向に伝搬するのを防ぐため、定期的にはリフレッシュ（フレーム内符号化）を行なっている。

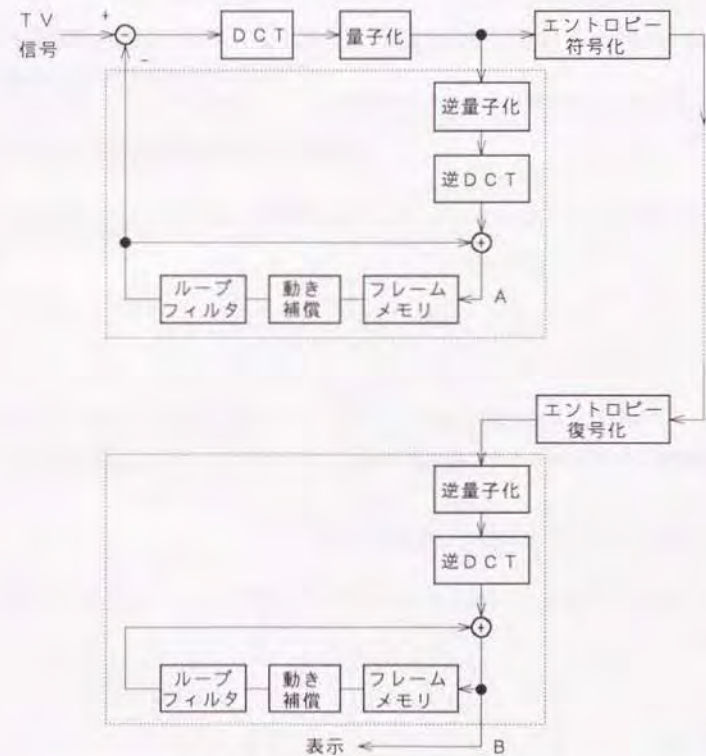


図2.10 フレーム間符号化方式の構成

## 2.5 DCTの定義

本節では、1次元および2次元のDCTを定義する。(2.2)-(2.4)、(4.3)

### 2.5.1 1次元DCT

原信号を  $A$ 、変換係数を  $C$  とすると、1次元DCTの変換と逆変換は次のように定義される。(  $A, C$  は  $n$  次のベクトル)

$$C = [T] \cdot A \quad (\text{変換}) \quad (2.1)$$

$$A = [T]^{-1} \cdot C \quad (\text{逆変換}) \quad (2.2)$$

ここで、 $[T]$  は  $n$  次の正規化されたDCT行列であり、その要素  $T_{ij}$  ( $i$  行  $j$  列) は次のようになる。

$$T_{ij} = \sqrt{2/n} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/n] \quad (2.3)$$

( $i, j = 1, 2, \dots, n$ )

ただし  $i=1$  のとき  $K_i = 1/\sqrt{2}$   
 $i \neq 1$  のとき  $K_i = 1$

ここで、 $i$  は周波数、 $j$  は位置に対応するパラメータであり、係数の  $1/\sqrt{2}$  は、直流値を交流の実効値と一致させるための補正項である。

以下、正規直交行列  $[T]$  の性質について補足する。

$[T_{ij}]$  の転置行列  ${}^t[T_{ij}]$  を構成するベクトル  $t_i [{}^t(T_{i1}, T_{i2}, \dots, T_{in})]$  について以下の式が成立する。

$$\text{内積 } (t_i, t_j) = \begin{cases} 1 & (i=j \text{ のとき}) \\ 0 & (i \neq j \text{ のとき}) \end{cases} \quad (2.4)$$

ここで  $t_i$  は正規直交基底ベクトルである。なお、 $T_{ij}$  が複素数のとき、内積はエルミート積  $(t_i, \bar{t}_j)$  となる。これより次式が成立し、ユニタリ行列となる。

$$[T]^{-1} = {}^t[\bar{T}] \quad (2.5)$$

$[\bar{T}]$  は  $[T]$  の共役複素行列である。なお、 $T_{ij}$  が実数のとき  $[T]^{-1} = {}^t[T]$  となる。

一方、式(2.2)は、次のように書き直すことができる。

$$A = \sum_j (t_j \cdot C_j) \quad (2.6)$$

この式は、任意の数値  $A_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) が、直流を含む  $n$  個のコサイン成分  $T_{ij}$  ( $j=1, 2, \dots, n$ ) の重ね合せで表せることを示している。 $n=8$  の例を図2.1.1に示す。 $C_j$  は各成分の大きさに対応し、マトリクス  $[T]$  を乗じる操作は、これら  $n$  個の成分の大きさを求める処理に対応する<sup>(4.3)</sup>。

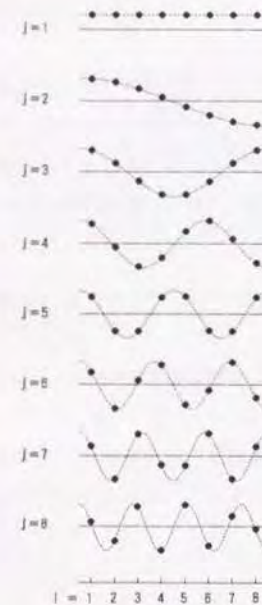


図2.1.1  $T_{ji}$  の要素 ( $n=8$ )



## 2.5.2 2次元DCT

2次元DCTは、1次元の単純な拡張により表すことができる。原画 [G]、変換係数 [C]、DCT行列を [T]として、変換と逆変換は次のようになる。

$$[C] = [T] \cdot [G] \cdot {}^t[T] \quad (\text{変換}) \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} [G] &= [T]^{-1} \cdot [C] \cdot ({}^t[T])^{-1} \quad (\text{逆変換}) \quad (2.8) \\ &= {}^t[T] \cdot [C] \cdot [T] \end{aligned}$$

式(2.8)は次のように書き直すことができる。

$$[G] = \sum_i \sum_j {}^t[T] \cdot [\delta_{ij}] \cdot [T] \cdot C_{ij} \quad (2.9)$$

ここで、 $[\delta_{ij}]$ は*i*行*j*列のみ1で、他の項がすべて0となるマトリクスである。式(2.9)は、任意の2次元信号が、 $n^2$ 枚のコサインの曲面(図4.2参照)の重ね合せで表すことができ、その曲面の成分の大きさが $C_{ij}$ であることを示している。また式(2.7)は、これら $n^2$ の成分の大きさを求める処理に対応する。

## 2.6 表示方法

DCTの変換係数は、一定の順序で量子化され、伝送・表示される。この表示方法には、一般的なシーケンシャル表示と、階層的符号化に用いられるプログレッシブ表示がある。

### 2.6.1 シーケンシャル表示<sup>(1)(2)-(17)</sup>

一般的な静止画の符号化や動画像符号化では、シーケンシャル表示が広く用いられる。

この表示では、図2.1.2に示すように、ブロック内については低い周波数成分から高い周波数成分(ジグザグスキャン)、ブロック間については、左上のブロックから右下のブロックへと順次伝送される。

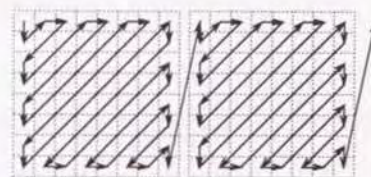


図2.1.2 シーケンシャル表示

なお、自然画像の場合、DCTの変換係数の絶対値は、高次ほど小さな値になる傾向がある(図2.5参照)。したがって、量子化出力では、ある係数からブロックの最高次の係数まで0が連続する確率が高い。この場合には符号化効率を向上させるため、ブロックの終りを示す短い符号(EOB: End Of Block)を送出する。

## 2.6.2 プログレッシブ表示（階層的符号化）<sup>(41) (42)</sup>

画像データベースを対象とする静止画符号化では、検索時間や伝送コストの低減に、階層的符号化<sup>(41) (42)</sup>（表示画像の解像度が段階的に高くなる）が有効とされている。このような表示方法をプログレッシブ表示という。

カラー静止画符号化の標準方式<sup>(12) (13)</sup>では、スペクトラル・セレクション方式（帯域分割方式）により、プログレッシブな表示が行われる。この方式は、DCTの変換係数をいくつかの帯域（バンド）に分割し、低次の帯域からフレーム単位に伝送・表示する手法である。その一例を図2.13に示す。この例では3つの帯域、すなわち第1ステージで直流係数（ブロックの平均値）、第2ステージで直流を除く低次の5係数、第3ステージで残りの全係数に分割されており、画像の表示はステージ毎に3回行われる。一般に、量子化の影響が最終画面に現れないようなステップサイズが選ばれるが、途中のステージではブロック歪が発生する。その性質については次節で検討する。

第1ステージ	1	3	4	10	11	21	22	36
第2ステージ	2	5	9	12	20	23	35	37
第3ステージ	6	8	13	19	24	34	38	49
	7	14	18	25	33	39	48	50
	15	17	26	32	40	47	51	58
	16	27	31	41	46	52	57	59
	28	30	42	45	53	56	60	63
	29	43	44	54	55	61	62	64

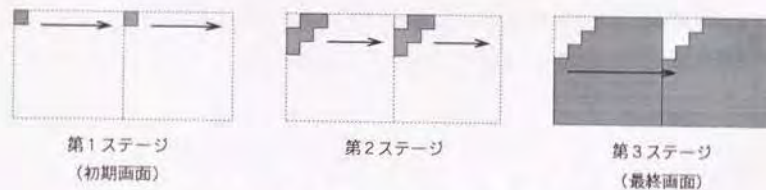


図2.13 プログレッシブ表示（帯域分割方式）

## 2.7 ブロック歪の性質

ブロック歪は、ランダム雑音に比べ目につき易く、画質劣化の最大の要因となっている。本節では、シーケンシャル表示およびプログレッシブ表示において発生するブロック歪の性質について検討する。

### 2.7.1 シーケンシャル表示におけるブロック歪

シーケンシャル表示の場合、ブロック歪の原因は量子化にある。以下、その性質を整理する。

#### (1) 量子化しない場合

復号画像を $[D']$ として、式(2.1)を式(2.2)に代入し、 $'[T] \cdot [T] = [E_0]$ （単位行列）の関係を用いると次式を得る。

$$\begin{aligned} [D'] &= '[T] \cdot [T] \cdot [D] \cdot '[T] \cdot [T] \\ &= [D] \end{aligned} \quad (2.10)$$

すなわち、量子化を行わず演算精度が十分な場合には、復号画像は原画像に等しく、ブロック歪は生じない。

#### (2) 量子化を伴う場合

量子化の非線形処理を $Q\{\}$ で表し、量子化後の変換係数を $[C']$ とすると、次式が成立する。

$$[C'] = Q\{[C]\} \quad (2.11)$$

$$[D'] = '[T] \cdot Q\{[T] \cdot [D] \cdot '[T] \cdot [T]\} \quad (2.12)$$

量子化を伴うとき、 $[D'] - [D] \neq [0]$ となり、これがブロック歪となる。なお、量子化のステップサイズが大きいほど、ブロック歪のレベルも大きくなる。



量子化は非線形の処理となるため、その扱いには統計的な手法が有効となる。  
変換係数  $C_{ij}$  の量子化誤差を  $\Delta C_{ij}$  とすると、画素  $(k, m)$  における歪成分  $\Delta E_{km}$  は次のように表される。

$$\Delta E_{km} = \sum_i \sum_j \Delta C_{ij} \cdot T_{ik} \cdot T_{jm} \quad (2.13)$$

量子化のステップサイズが変換係数の標準偏差に対して十分小さいとき、復号時の歪  $\Delta E_{km}$  の頻度分布は、0 を中心とするガウス状の分布で近似することができる。  
以下、これらの確率分布が量子化誤差=0 で最大となることを、1 次元かつ変数が 2~3 の極めて単純な場合について検証する。なお、量子化には、ステップサイズが一定の線形量子化を用いるものとする。

[2 変数の場合]

隣接する信号を  $E_1, E_2$  とし、その変換係数を  $C_1, C_2$  とすると、2 変数の直交変換と逆変換は次のように表される。

$$\begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

ここで、 $(C_1, C_2)$  はひとつの直交座標系を構成し、 $(E_1, E_2)$  の座標系を  $+\pi$  回転させたものに等しい。信号  $E_1, E_2$  間に相関がある場合、点  $(E_1, E_2)$  の集合は、図 2.14 に示すように直線  $E_1 = E_2$  ( $C_2$  軸) に沿った細長い分布形状となり、 $C_2$  軸に対する分散の値は小さくなる。

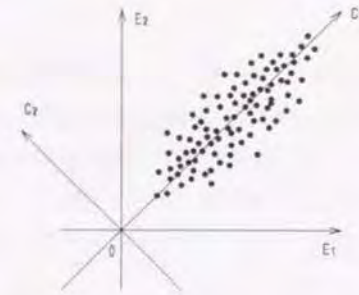


図 2.14 直交変換と座標軸の回転 (2 変数の場合)

以下、変換係数  $C_1, C_2$  がステップサイズ  $\Delta C$  で量子化された場合について検討する。  
図 2.15 に示すように、量子化は  $\Delta C$  を一辺とする正方形に包含される点  $(C_1, C_2)$  を、その正方形の中心で近似する操作である。

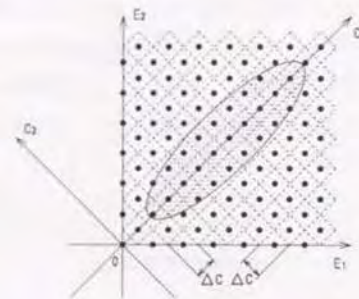


図 2.15 量子化による近似 (2 変数の場合)

ステップサイズ  $\Delta C$  が  $C_1, C_2$  の標準偏差に比べて十分小さいとき、量子化による誤差  $\Delta C_1, \Delta C_2$  の発生確率は  $\pm \Delta C$  の範囲内ではほぼ一様に分布するものと考えられる。すなわち、図 2.16 のように  $\Delta C_1, \Delta C_2$  を直交座標系にとると、量子化誤差の確率分布は、 $\Delta C$  を一辺とする正方形の内部ではほぼ一様になる。

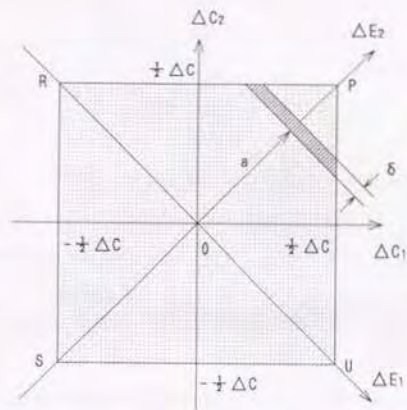


図 2.16 量子化誤差の確率分布 (2変数の場合)

したがって、復号時の歪 $\Delta E_2$  ( $\Delta E_1$ ) が  $a \sim a + \delta$  の範囲内にある確率は図の斜線部に相当し、正方形に包含される直線 $\Delta E_2$  ( $\Delta E_1$ ) =  $a$  の長さにはほぼ比例するものと考えられる。これより歪の確率分布の形状は、図 2.17 に示すように座標軸 $\Delta E_2$  ( $\Delta E_1$ ) = 0 について対称な 2 等辺 3 角形となる (なお、 $C_1, C_2$  が異なるステップサイズで量子化された場合には、等脚台形となる)。

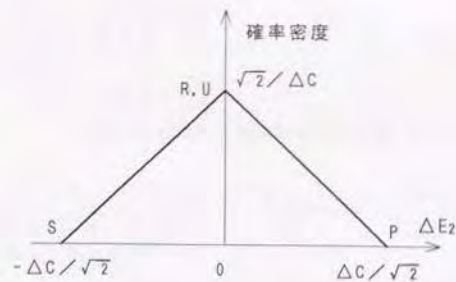


図 2.17 歪の確率分布 (2変数の場合)

[3変数の場合]

3変数の場合も、2変数と同様に考えることができる。すなわち、ステップサイズを一边とする立方体の内部で、量子化誤差が一樣に分布する場合、復号時の歪の確率分布は、この立方体に包含される平面の面積に比例する (図 2.18)。このときの歪の分布は、図 2.19 に示すように、上に凸の連続関数で表現することができる。この関数は、2次関数の組み合わせで表され、 $\Delta E_i = 0$  ( $i = 1, 2, 3$ ) となる軸について対称形となる。

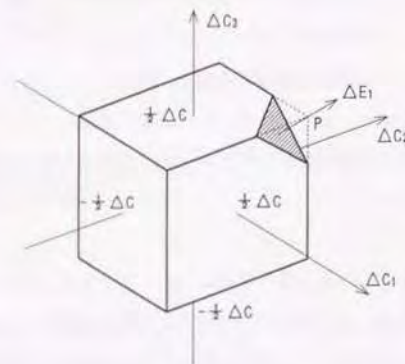


図 2.18 量子化誤差の確率分布 (3変数の場合)

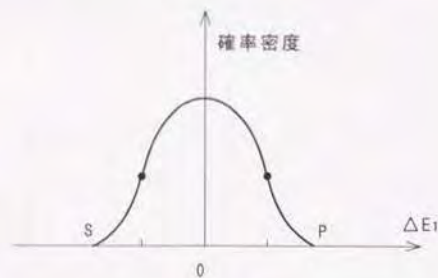


図 2.19 歪の確率分布 (3変数の場合)



多次元の場合についても、超立方体と超平面との交わりで表せることは容易に推測できる。したがって、量子化のステップサイズが小さいとき、歪の確率分布は0を対称軸とする、上に凸の関数となる（次元数が大きいとき、ガウス分布で近似することができる）。なお、発生確率が0となる両端は、変換行列のすべての項の絶対値総和に、ステップサイズの±を乗じたものに等しい。

以上の検討内容を要約すると、次のようになる。

- (1) 量子化のステップサイズが大きいくほど、ブロック歪のレベルも大きくなる。
- (2) 量子化ステップサイズが変換係数の標準偏差に比較して十分小さいとき、
  - ・ブロック歪の確率分布は、量子化誤差=0で最大となる。
  - ・量子化誤差=0として逆直交変換したとき、確率的な歪の電力が最小となり、SN比の期待値が最大となる。

なお、これらの検討ではブロック間の相関は考慮していない。ブロック間の相関を考慮し条件付き確率とする場合、歪の確率分布は必ずしも量子化誤差=0で最大とはならない。すなわち、隣接ブロックの情報を用いれば、0以外の有為な量子化誤差の値を推定できる可能性がある。その具体例については、2.7.3で検討する。

## 2.7.2 プログレッシブ表示におけるブロック歪

静止画の階層的符号化（プログレッシブ表示）では、DCTの変換係数が部分的に伝送表示される。（この場合も、広義の量子化と考えられる。）

例えば初期のステージで、低次の変換係数のみ復号することにより、一種の帯域制限に近い効果を得ることができる。しかし、一般のLPF（Low Pass Filter）と異なり、復号画像にはブロック歪が発生する。以下、この歪の性質について検討する。

簡単化のため、水平・垂直の帯域制限が独立に行われるものとし、これを実現するマトリクスをそれぞれ [Q], [Q'] とする。このとき、式 (2.12) は次のようになる。

$$[D'] = [T] \cdot [Q] \cdot [T] \cdot [D] \cdot [T] \cdot [Q'] \cdot [T] \quad (2.16)$$

$[T] \cdot [Q] \cdot [T] = [P]$ ,  $[T] \cdot [Q'] \cdot [T] = [P']$  とおくと次式が成立する。

$$[D'] = [P] \cdot [D] \cdot [P'] \quad (2.17)$$

ここで、[P] の各行（[P'] の各列）は、垂直（水平）方向のLPFのタップ係数とみなすことができる。帯域制限しない場合には、[P] = [P'] = [E<sub>n</sub>] が成立する。すなわち、この場合のインパルス応答はすべて単位インパルスとなり、入力画像がそのまま再現される。

次に、帯域制限の例として、直流を含む低次の  $m \times m$  の係数のみが復号される場合を考える。このとき、量子化マトリクス [Q]（[Q'】）は次のようになる。

$$[Q] = [Q'] = \begin{pmatrix} 1 & & & & & & & 0 \\ & \lambda & & & & & & \\ & & 1 & & & & & \\ & & & & & & & \\ & & & & 0 & & & \\ & & & & & \lambda & & \\ 0 & & & & & & & 0 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

例えば、 $m = 3, n = 8$  のとき、 $[P]$  の  $i$  行成分を図示すると、図 2.20 のようになる。これらの数列  $P_{ij}$  ( $j = 1, 2, \dots, n$ ) は、 $i$  行の画素に対する垂直フィルタのタップ係数（インパルス応答を反転させたもの）に相当する。図より明らかなように、この帯域制限はブロック内で閉じた処理（循環畳み込み）となるため、画素の位置によりタップ係数が変化する。このとき、一般のフィルタ（直線状畳み込み）で成立する線形推移不変（time invariant）の条件は満たされず、ブロック歪を発生させる。なお、水平方向も同様である。



図 2.20 垂直フィルタのタップ係数 ( $m=3, n=8$  の場合)

以上の検討では、水平・垂直の帯域制限が独立に行われるものとしたが、独立でない場合についても、2次元のインパルス応答が画素毎に異なる形となることは明らかである。

このように、プログレッシブ表示も量子化と同様にブロック歪の原因となり、初期のステージほど歪のレベルも大きくなる。

### 2.7.3 ブロック歪の推定

前節では、量子化や変換係数の帯域分割に起因するブロック歪の性質について述べた。これらの検討には、ブロック間に残されている相関は考慮されていない。しかしながら、隣接するブロック間の画像信号についても、2.1 で述べた統計的性質が成立することは明らかであり、この性質を用いてブロック歪の値をある程度推定することができる。以下、シーケンシャル表示とプログレッシブ表示に分け、2変数の極めて単純な場合について、その可能性を検討する。

#### (1) シーケンシャル表示の場合

隣接する2つの信号  $E_1, E_2$  の間に相関がある場合、点  $(E_1, E_2)$  の集合は直線  $E_1 = E_2$  の周辺に分布する（図 2.14 参照）。

一方、画像信号では隣接するブロック間にも相関が残されている。例えば、図 2.21 のように、あるブロック  $X$  の右に隣接するブロックを  $Y$  とし、これらの画素を左からそれぞれ、 $(E_1, E_2)$ 、 $(E_1', E_2')$  とする。このとき、 $E_2$  と  $E_1'$  の関係は、 $E_1, E_2$  あるいは  $E_1', E_2'$  の関係と対等であり、その間にも相関がある。

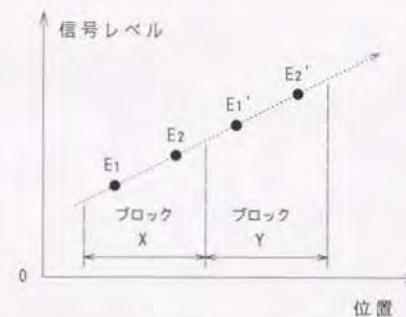


図 2.21 ブロック間の信号レベルの相関



画像信号の電力が直流付近に集中する性質を仮定すれば、これら4つの信号  $E_1, E_2, E_1', E_2'$  がひとつの直線上に並ぶ可能性が高い、このとき、次式が成立する。

$$\begin{pmatrix} E_1' \\ E_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 2 \\ -2 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

式(2.15)と式(2.19)から次式を得る。

$$\begin{pmatrix} C_1' \\ C_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 4 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

これらの関係は、図2.2.2に示すように、直交座標系  $(C_1, C_2)$  における写像「点A  $(C_1, C_2) \rightarrow$  点B  $(C_1', C_2')$ 」とみなすことができる。また  $C_2' = C_2$  より、点A, Bは、 $C_1$  軸に平行な直線上に配置される。すなわち、2点A, Bの位置について、次の関係が成立する。

- (a)  $C_2 = 0$  ( $E_1 = E_2$ ) のとき、点Bは点Aに一致する。
- (b)  $C_2 < 0$  ( $E_1 > E_2$ ) のとき、点Bは点Aの右に位置する。
- (c)  $C_2 > 0$  ( $E_1 < E_2$ ) のとき、点Bは点Aの左に位置する。
- (d) (b), (c)の場合、点Aと点Bの距離  $H$  は  $C_2$  の4倍となる。 ( $H = 4 \cdot C_2$ )

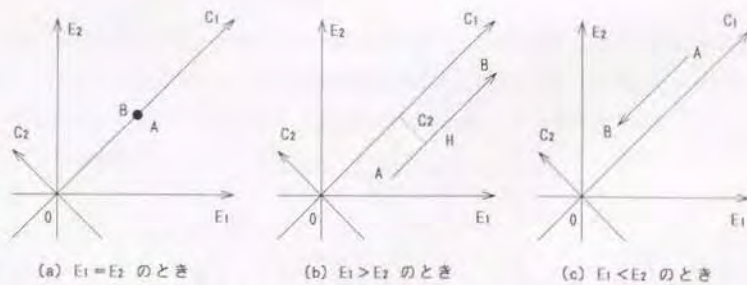


図2.2.2 隣接ブロックの相関 (シーケンシャル表示)

このように、画像信号の統計的性質が成り立つとき、隣接するブロック間の変換係数には、確率的に一定の関係が成立する。すなわち、

- ① 点A  $(E_1, E_2)$  から点B  $(E_1', E_2')$  の位置をある程度予測できる。(予測符号化)
- ② 点A, Bの量子化された結果から、量子化される前の位置をある程度推測することができる。

以下、図2.2.3を用い②の内容について補足する。

隣接するブロックの信号レベルをそれぞれ  $(E_1, E_2), (E_1', E_2')$  とし、その変換係数を  $(C_1, C_2), (C_1', C_2')$  とする。この係数が量子化され、同図(a)の正方形の中心  $x, y$  で近似されたとする。これを復号すると、同図(b)のようになる。しかし、2.1で述べた画像信号の統計的性質が成り立つとき、同図(b)の階段波形であるより、同図(c)のように滑らかに変化している確率の方が高い。これらは同図(a)の点  $x', y'$  に対応し、隣接ブロックの情報から、量子化誤差を推定したことになる。

以上の検討は、変換係数の分散に比べステップサイズが大きいほど有効となる。逆に、ステップサイズが小さくなるにつれ、 $x', y'$  の推定精度が悪くなり、量子化の中心値  $x, y$  で近似した結果に漸近する。(2.7.1参照)

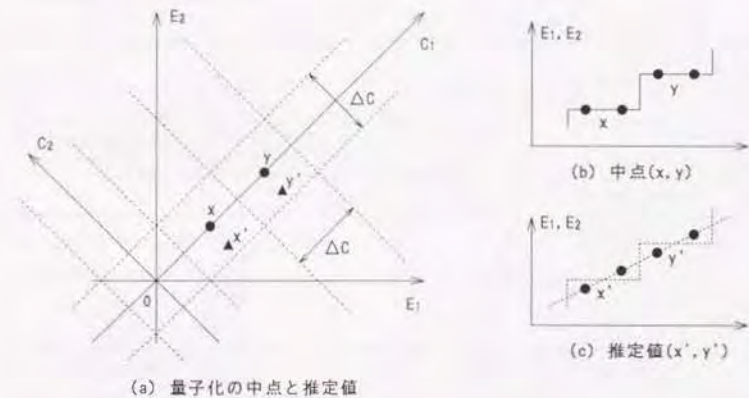


図2.2.3 量子化誤差の推定 (シーケンシャル表示)



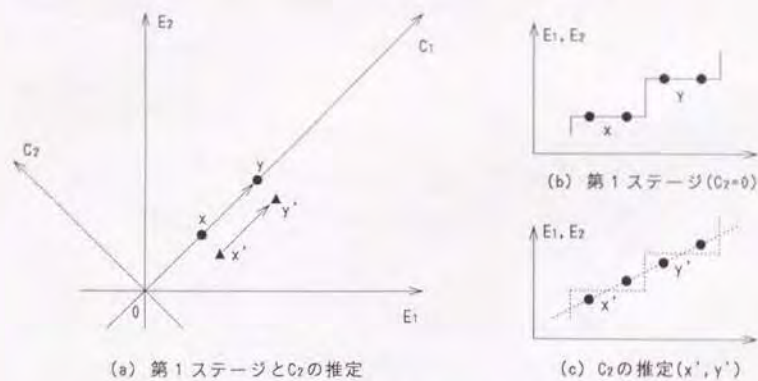
このように、量子化ステップサイズが大きい場合、画像の統計的性質（ブロック間相関）を用いて、量子化誤差をある程度推定することができ、SN比の改善が期待できる。

以上の手法は多変数に拡張することができる。その具体的な手法については第6章で述べる。

## (2) プログレッシブ表示の場合

プログレッシブ表示の帯域分割方式では、第1ステージで直流係数  $C_0$  のみ伝送される。このとき、隣接するブロックの直流係数  $C_1, C_1'$  の値から、未伝送のAC係数  $C_2, C_2'$  の値をある程度予測することが可能である。以下、その手法について述べる。

図2.24(a)に示すように、直流の変換係数のみ伝送される第1ステージでは、隣接する各ブロックの平均値が与えられる。これらは点  $x, y$  に相当し、これらを復号した信号は、同図(b)のようになる。しかし、画像信号の統計的性質を考慮すると、同図(b)であるより、同図(c)となる確率の方が高い。このとき、勾配に相当する係数  $C_2$  を推定していることになる。すなわち、図(a)において、 $x, y$  から  $x', y'$  を推定することができる。



(a) 第1ステージと  $C_2$  の推定

(b) 第1ステージ ( $C_2=0$ )

(c)  $C_2$  の推定 ( $x', y'$ )

図2.24 未伝送のAC係数の推定（プログレッシブ表示）

なお、これらの手法により推定したAC係数と、実際に伝送すべきAC係数の差分を伝送することにより、符号化効率を改善することができる。以上の説明では直観的に把握できるように、2変数の場合について述べたが、多変数の場合に拡張することができる。その具体的な手法については、第4章で述べる。

## 2.8 関連する研究論文

本節では、本論文に関連する研究を紹介する。（なお、ここではブロック符号化方式を対象とし、ブロック歪を軽減する手法を中心に整理した。）

本論文の第4章～第7章に関連する研究論文を図2.25に示す。

内容		年代						
		～1985 (～昭60)	1986 (昭61)	1987 (昭62)	1988 (昭63)	1989 (平元)	1990 (平2)	1991～ (平3～)
ブロック歪の除去	プログレッシブ表示	(41)		(53)	(42) (50)	(51)		(52)
	本研究 (第4, 5章)			(46)	(47) (54)	(48)	(49)	
ブロック歪の除去	シーケンシャル表示				(55) (56)	(57)	(58)	(60)
	本研究 (第6章)					(67)	(68)	(69) (70) (71)
その他の方式 (DCT関連)		(32)						
		(33)	(39)		(77)	(78)	(79)	
		(34)			(81)			
		(40)						
	本研究 (第7章)				(44)	(75)	(76)	

図2.25 関連する研究論文



はじめに、静止画の階層的符号化に関連する論文について述べる。

画像の解像度が段階的に向上する表示（伝送）手法を、プログレッシブ表示という。安田らはこの手法が、画像検索時間の短縮と心理的負担の軽減に有効であることを示し、ピラミッド状のデータ階層構造を有する符号化方式を提案した<sup>(141)</sup>。この方式に関連して、金らは画像の拡大縮小法を検討し、ラグランジュ多項式を用いた補間手法を提案している<sup>(142)</sup>。

一方加藤はブロック符号化において、ブロックの平均値から2次曲面法を用いて補間画像を生成し、これと入力画像との差信号を伝送する平均値分離形ブロック符号化方式<sup>(143)</sup>を提案した。これにより、ブロックの平均交流電力が約2/3に減少し、S/Nも1dB程度改善されることを示した。

筆者らは、DCTを用いた階層的符号化と平均値分離形ブロック符号化を組み合わせ、階層の第1ステージで伝送されたDC係数（平均値に相当）から、未伝送のAC係数を直接予測するAC係数予測方式を提案した<sup>(144)~(146)</sup>。この手法の特徴は、極めて少ない演算量でブロック歪を除去し、符号化効率も改善できる点にある（平均交流電力で68~77%）。さらに、筆者らは第2ステージ以降で発生するブロック歪を除去する手法についても検討している<sup>(147)</sup>。

このAC係数予測方式に関連して、いくつかの方式が提案されている。例えば、根本らは、演算量の低減を図るため、表示時にはブロック平均は保存されないが視覚上の歪が小さい補間処理を行い、符号化効率を改善するため補間画像の平均値を補正する手法を提案している<sup>(148)</sup>。さらに渡邊らは、繰り返し計算によりAC係数の予測精度を向上させる方式を提案し、平均交流電力の低減（6~30%）とS/Nの改善効果（0.3~2.3dB）を報告している<sup>(149)</sup>。またZhengらは、人間の視覚特性を考慮し、画質改善効果の大きいAC係数を第2ステージで、それ以外の係数を第3ステージ以降で伝送する方式を提案している<sup>(150)</sup>。

次に、主として動画符号化に用いられるシーケンシャル表示に関する主要な論文を紹介する。低ビットレートの動画符号化（TV電話/会議用）では、画像が大きく変化した場合に発生するブロック歪が、画質劣化の最大の要因となっている。この対策と考えられる後処理フィルタについて、以下の発表例がある。

大木らは、歪の大きさが量子化特性と動きベクトルに依存することに着目し、これらの組み合わせに応じて数種類のフィルタを適応的に切り替える動き適応後処理フィルタを提案した<sup>(151)</sup>。実際にハードウェアも試作し、その画質改善効果を報告している。また松崎らは、輪郭を保存しながらブロック歪を除去するフィルタを提案している<sup>(152)</sup>。ここでは、ブロック内の交流電力に応じて、平滑化フィルタとエッジ保存フィルタを適応的に切り替えている。S/Nの改善は、0.2dB（0.69bps, Barbara）、0.6dB（0.61bps, Zeida）である。

これらの手法では実用性を考慮し、比較的単純なフィルタを採用しているが、画質の改善効果を追求した例として、以下に示す論文がある。

筆者らは、DCT係数が一種の空間周波数成分に対応する点に着目し、伝送された有為な解像度成分を保存しながら、ブロック歪を除去する帯域保存フィルタを提案した<sup>(153)</sup>。さらに演算量を従来の1/3に低減する近似手法についても検討している<sup>(154)~(157)</sup>。これらの方式におけるS/Nの改善度は0.4dB（0.72bps, Couple）~1.2dB（0.28bps, Girl）である。木村らは、ブロック歪の要因が低次のDCT係数の量子化誤差であるとみなし、ブロック境界で滑らかに接続するという仮定のもとでこれらの値を推定する手法を提案している<sup>(158)</sup>。また、柴田らはこの考えを推し進め、さらに高次のAC係数まで予測すると同時に、推定における過補償を防止する手法を提案している<sup>(159)</sup>。

また根本は、シーケンシャル表示において、量子化によりすべてのAC係数が0となるブロックを選択し、階層符号化の場合と同様の処理を施すことによりブロック歪を低減する手法を提案している<sup>(160)</sup>。さらに福田は、歪をブロック歪とモスキートノイズに分類し、一般的な適応形フィルタと、非線形の要素をもつフィルタについて、その除去効果を比較検討している<sup>(161)</sup>。

最後に、DCTの基礎検討とその応用という観点から、いくつかの論文を紹介する。

Ahmedらは、理想的な直交変換であるKLT（カルネン・レーブ変換）とDCTの特性について比較検討した。その結果、信号間に様な相関が存在する場合、KLTの基底はDCTの基底に似た形状となり、符号化におけるレート/歪特性もほぼ等しい値が得られることを明らかにした<sup>(162)</sup>。



ChenらはDCTを用いた画像符号化方式を提案し、実際の画像を用いてその特性を評価した<sup>(181)-(184)</sup>。これらはDCTの変換係数の電力に応じて適応的な量子化を行うというものであり、現在の国際標準もほぼこの考え方を踏襲している。また、MakhoulはDCTが偶関数をDFTした結果に等価であることを明らかにし<sup>(185)</sup>、筆者らは、DCTの符号化特性がDFTより優れている定性的理由を示した<sup>(186)</sup>。

一方相澤らは、DCTの変換係数を複数のベクトルに分割し、これにベクトル量子化を適用する手法を提案している<sup>(187)</sup>。従来のDCTとスカラー量子化を組み合わせる手法に比べ符号化効率が良く、処理量も一般のベクトル量子化より低減されている。

また、DCTとコンプリメンタリ関係にあるDST（離散サイン変換）を画像符号化へ応用した例がある。

例えば山根らは、外挿予測DST方式を提案している<sup>(177)</sup>。この手法は、符号化するブロックの信号と、既に伝送済みのブロック（上と左）から予測した信号との差信号を求め、これをDSTを用いて符号化するものである。また北島らも、DSTを用いた符号化方式について検討し、そのシストリックアレイによる表現方式を提案している<sup>(188)</sup>。

また筆者らはDCTの問題点に注目し、これを改善する対称性DCT・DST方式を提案した<sup>(189)(190)</sup>。この方式は縦横2ブロックからなるマクロブロックについて、水平と垂直の偶対称と奇対称成分に分離し、前者にはDCT、後者にはDSTを適用するものである。なおRoseらも、DCTとDSTを組み合わせた方式を提案している<sup>(191)</sup>。この手法は、チェック模様のように1ブロック置きにDCTを用いて符号化し、残されたブロックについては、周囲のブロックの信号から予測した信号と実際の信号との差分をDSTを用いて符号化するものである。従来のDCT方式に対するS/Nの改善効果は0.7～1.1dBである。

直交変換の特殊な例として、Malvarらにより提案されたLOT（Lapped Orthogonal Transform）がある。この手法は、ブロックサイズより大きな直交基底により、画像信号を周波数成分に変換する手法であり、一般の直交変換に比べブロック歪が軽減される効果がある<sup>(192)</sup>。

## 2.9 むすび

本章では、DCTを用いたブロック符号化方式について概説した。主な項目は、以下の通りである。

- ・標準化動向
- ・フレーム内符号化とフレーム間符号化
- ・DCTの定義（1次元及び2次元）
- ・シーケンシャル表示とプログレッシブ表示
- ・関連する研究論文

次に、画像の統計的性質が成立するものとして、シーケンシャル表示とプログレッシブ表示におけるブロック歪の性質を検討し、以下の項目が明らかになった。

- ・シーケンシャル表示では、量子化誤差をある程度推定することができ、量子化が粗い程、その相対的な推定精度は向上する。
- ・プログレッシブ表示では、伝送されたDCTの直流係数から、未伝送のAC係数をある程度予測することができる。

これらの推定（予測）により、ブロック歪が軽減され、原画に対するS/N比の改善が期待できる。その具体的な手法については、第4章以降で述べる。



### 第3章 DCTの基礎検討

#### 3.1 まえがき

本章では、DCTの基本的な特性について整理し、次章以降の基礎検討とする<sup>(43)(44)</sup>。はじめに図3.1に基づき、DCTとフーリエ級数展開、DFTの関係を明らかにする。次にDCTとDFTの特性を比較・検討し、DCTの方が電力の集中度で優り、高い符号化効率が得られることを示す。最後に、DCTとコンプリメンタリ(相補的)な関係にあるDSTを定義し、これらと空間周波数との関係について整理する。

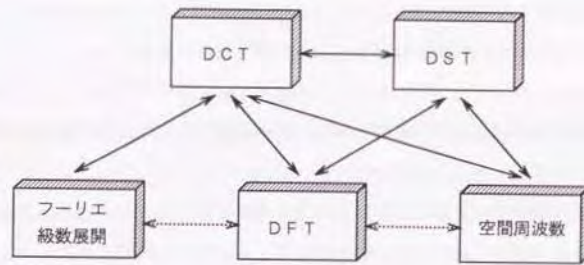


図3.1 DCTとその位置付け

#### 3.2 DCTとフーリエ級数展開

本節では、原信号から周期が倍の偶関数を生成し、これをフーリエ級数に展開した結果から、DCTの変換行列  $[T_{ij}]$  が導出されることを示す。なお、簡単化のため1次元で説明する。

#### 3.2.1 フーリエ級数展開

##### (1) 鏡像による偶関数化<sup>(43)(44)</sup>

よく知られているように、区間  $(-D/2 \leq x \leq D/2)$  で定義された関数  $f(x)$  が、ディリクレ(Dirichlet)の条件をみたすとき、次のフーリエ級数に展開できる。

$$f(x) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cdot \cos(2\pi x/D) + a_2 \cdot \cos(2 \cdot 2\pi x/D) + \dots + b_1 \cdot \sin(2\pi x/D) + b_2 \cdot \sin(2 \cdot 2\pi x/D) + \dots \quad (3.1)$$

なお、ディリクレの条件とは、次の3つを指す。

1. 関数は有界かつ区分的に連続であること。
2. 関数の極大極小点は有限個であること。
3. 不連続点では  $f(x) = \frac{1}{2} [f(x+0) + f(x-0)]$  であること。

ここで  $(0 \leq x \leq D/2)$  で定義された関数  $g(x)$  についても、図3.2に示す鏡像を用いて、原点で接続する周期  $D$  の関数  $g'(x)$  を生成することができる。このとき  $g'(x)$  は偶関数となり、各係数は次のようになる。(ただし、 $i = 0, 1, \dots$ )

$$a_i = \frac{2}{D} \int_{-D/2}^{D/2} g'(x) \cdot \cos(2\pi i x/D) dx = \frac{4}{D} \int_0^{D/2} g(x) \cdot \cos(2\pi i x/D) dx \quad (3.2)$$

$$b_i = 0 \quad (3.3)$$

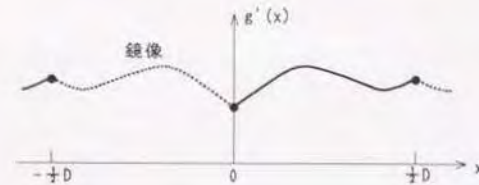


図3.2 鏡像による偶関数化

(2) サンプリング系への拡張

連続系における式(3.2)をサンプリング系に拡張する。なお、サンプリング周波数を  $f_s (=2n/D)$ 、関数  $g'(x)$  の1周期内のサンプル値を  $g_0, \dots, g_2, g_1, g_1, g_2, \dots, g_n$  とする。

周期関数  $g'(x)$  が、 $\pm f_s$  (ナイキスト周波数) 以上の周波数成分を含まないとき、ナイキスト(Nyquist)の条件が成立するという。以下、この条件に関する2つの場合について検討する。

① ナイキストの条件が成立する場合

理想サンプラーを用いたとき、 $g_0, \dots, g_2, g_1, g_1, g_2, \dots, g_n$  の各サンプルは  $g'(x)$  上にあり、このサンプル値から  $g'(x)$  (あるいは  $g(x)$ ) を歪なく再生することができる。このとき、式(3.1)の  $a_n \cdot \cos(n \cdot 2\pi x/D)$  以上の項は無視することができ、次式が成立する。

$$a_{i-1} = \begin{cases} \frac{2}{n} \sum_{j=1}^n g_j \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/n] & (i = 1, 2, \dots, n) \\ 0 & (i = n+1, n+2, \dots) \end{cases} \quad (3.4)$$

ここで、 $a = {}^t(a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ 、 $g = {}^t(g_1, g_2, \dots, g_n)$  とすると、式(3.4)は次のように表される。

$$a = [P_{ij}] \cdot g \quad (3.5)$$

$$g = [P_{ij}]^{-1} \cdot a \quad (3.6)$$

$$P_{ij} = \frac{2}{n} \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/n] \quad (3.7)$$

式(3.7)と式(2.3)より、次式を得る。

$$T_{ij} = P_{ij} \cdot K_i / \sqrt{2/n} \quad (3.8)$$

すなわち、これらのマトリクス各行は、本質的に同じ基底で構成されており、 $[P_{ij}]$  を正規化するとDCT行列  $[T_{ij}]$  になる。

② ナイキストの条件が成立しない場合

一般に、偶関数化と周期性を導入した  $g'(x)$  はナイキストの条件を満たさない。原関数  $g(x)$  が条件を満たしても、各周期の接合部で  $\pm f_s$  を越える高調波成分が発生するためである。このとき、 $g'(x)$  のサンプル  $g_0, \dots, g_2, g_1, g_1, g_2, \dots, g_n$  (もしくは  $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$ ) の値から、 $g'(x)$  (あるいは  $g(x)$ ) を歪なしに再生することはできない。

しかしながら、DCTのように離散入力を前提とする場合には、仮想的な連続関数の導入が可能である。すなわち、ナイキストの条件を満たし、 $g_0, \dots, g_2, g_1, g_1, g_2, \dots, g_n$  の各サンプルをすべて通る周期関数  $g'(x)$  を想定する。この関数は、 $g_1, g_2, \dots, g_n$  の値を用いて、一義的に決定することができる。

このとき、 $n$  個の変換係数  $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$  から、同数の  $g_1, g_2, \dots, g_n$  の値を歪なく再生することができる。すなわち、式(3.5)と式(3.6)で表されるように、 $a$  と  $g$  の間には 1:1 の対応関係が成立し、完全な相互変換が可能となる。



### 3.2.2 周波数スペクトル<sup>(43)</sup>

前項の検討内容につき、表3.1を用いて周波数スペクトルの観点から補足する。

フーリエ級数展開では周期性のある連続関数  $g(x)$  を対象としている。フーリエ係数  $a_n, b_n$  はその連続関数のスペクトル  $G(f)$  (線スペクトル) に対応するが、周期性はない。一方のDCTでは、DFTと同様、サンプリングされた周期関数を対象としており、その線スペクトルには周期性が現れる。

見方を変えると、DCTの線スペクトルを1周期分切り出すことにより、ナイキストの条件を満たす連続関数  $g(x)$  を一義的に決定することが可能となる。(第4章では、この考えに基づく補間手法を用いている。)

表3.1 周期関数の周波数スペクトル

	原信号	スペクトル
フーリエ級数展開	<p>連続周期</p>	<p>離散非周期</p>
DCT (DFT)	<p>離散周期</p>	<p>離散周期</p>

本節では、偶関数化した連続関数をフーリエ級数に展開し、これをサンプリング系に拡張することにより、DCTの変換行列が導出できることを示した。これらの操作では、原関数とスペクトルの周期性が仮定されており、偶関数化の手続きを除けば  $2n$  項のDFTに等価である。その詳細については次節で検討する。

### 3.3 DCTとDFT

本節ではDCTと一般のDFTの関係を明らかにし、その特性を比較検討する<sup>(42)(44)</sup>。

#### 3.3.1 DFTの定義<sup>(45)</sup>

##### (1) 1次元DFT

原関数を  $f = (f_1, f_2, \dots, f_N)$ 、変換係数を  $F = (F_1, F_2, \dots, F_N)$  とすると、1次元のDFTと逆DFTは次式で表される。

$$F = [E_{ij}] \cdot f \quad (3.9)$$

$$f = [E_{ij}]^{-1} \cdot F \quad (3.10)$$

$[E_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, N$ ) は、 $N$  行  $N$  列の複素マトリクスであり、次のような定義が用いられる。(  $j$  : 虚数単位)

定義(1) :

$$E_{ij} = 1/\sqrt{N} \cdot \exp[j2\pi(i-1)(j-1)/N] \quad (3.11)$$

定義(2) :

$$E_{ij} = 1/\sqrt{N} \cdot \exp[j2\pi(i-1)(j-\frac{1}{2})/N] \quad (3.12)$$

このとき、 $[E_{ij}]^{-1} = \overline{[E_{ij}]}$  が成立し、ユニタリ行列となる。(逆行列では、回転の向きが逆となる。)

なお、一般には変換行列が対称行列となる定義(1)のDFTが用いられる。

定義(1)の  $[E_{ij}]$  の要素を複素平面上にプロットすると、図3.3(a)に示すように半径  $1/\sqrt{N}$  の円を  $N$  分割した円周上に配置される。FFT (Fast Fourier Transform) は、これらの対称性を有効に利用して乗算数を減らし、高速化を図る手法である。

一方、実部がDCTと等価な定義(2)のDFTでは、同図(b)に示すように円周を $2N$ に分割した点となる。このように定義(2)のDFTは、(1)のような整った対称性がなく、高速演算には適さない。しかしながら、DCTとの関係を明確にするため、次節では定義(2)のDFT係数の対称性について検討する。

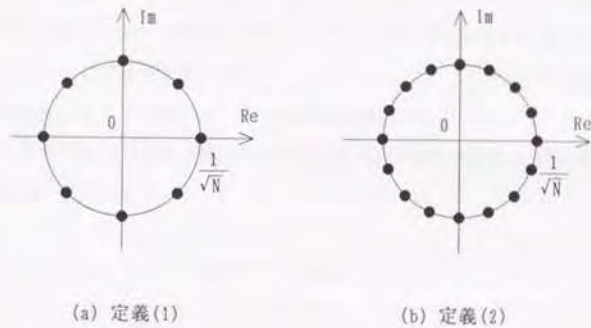


図3.3  $E_{ij}$  の要素 ( $N=8$ )

## (2) 2次元DFT

原関数を  $[G]$ 、変換係数を  $[C^*]$  とすると、2次元のDFTと逆DFTは次のように表される。なお、 $[G]$ 、 $[E_{ij}]$ 、 $[C^*]$  は ( $N$  行  $N$  列) のマトリクスである。

$$[C^*] = [E_{ij}] \cdot [G] \cdot {}^t[E_{ij}] \quad (3.13)$$

$$[G] = {}^t[E_{ij}] \cdot [C^*] \cdot [E_{ij}] \quad (3.14)$$

$[G]$  が実数であっても、変換係数  $[C^*]$  は一般に複素のマトリクスとなる。

## 3.3.2 DFT係数の対称性<sup>(\*)</sup>

DFT係数の対称性は、定義(1)と定義(2)で異なる。以下、定義(2)のDFT係数について、1次元及び2次元の対称性を明らかにする。

### (1) 1次元の対称性

#### ① 原関数 $f$ が実数の場合

DFT係数  $F$  の実部  $R_i$  及び虚部  $F_i$  を次のように定義する。

$$R_i = \begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ \vdots \\ R_{N-1} \\ R_N \end{pmatrix} \quad \left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{奇対称} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad (3.15)$$

対称軸 ( $i = \frac{1}{2}N + 1$ )

$$F_i = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_{N-1} \\ I_N \end{pmatrix} \quad \left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{偶対称} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad (3.16)$$

対称軸 ( $i = \frac{1}{2}N + 1$ )

このとき、次式が成立する。

$$R_i = -R_{N+2-i} \quad (i = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.17)$$

$$R_i = 0 \quad (i = \frac{1}{2}N+1) \quad (3.18)$$



$$f_i = f_{N+2-i} \quad (i = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.19)$$

$$f_i = 0 \quad (i = 1) \quad (3.20)$$

この対称軸 ( $i = \frac{1}{2}N + 1$ ) は、空間周波数における折り返し周波数に相当する。以上の検討から、原関数の  $N$  個の実数は、変換係数領域において、 $\frac{1}{2}N$  の実数項と、 $\frac{1}{2}N$  の虚数項により表されることがわかる。

② 原関数  $f$  が実数かつ偶対称の場合

$f$  が実数で偶対称、すなわち

$$f_i = f_{N+1-i} \quad (i = 1, 2, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.21)$$

が成り立つとき、虚部はすべて0となる。

$$f_i = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (3.22)$$

すなわち、原関数の  $\frac{1}{2}N$  項の実数は、変換係数の  $\frac{1}{2}N$  の実数項により表される。

(2) 2次元の対称性

1次元と同様、2次元DFTにおいても係数の対称性がある。

例えば、実数  $[G]$  を2次元DFTした場合の係数を  $[C^*]$ 、その実部を  $[C_R]$ 、虚部を  $[C_I]$  とする。なお、 $[G]$ 、 $[C^*]$ 、 $[C_R]$ 、 $[C_I]$  はいずれも  $N$  行  $N$  列のマトリクスである。

$$[C_R] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & \cdots & R_{1, N-1} & R_{1N} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & \cdots & R_{2, N-1} & R_{2N} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & \cdots & R_{3, N-1} & R_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ R_{N-1, 1} & R_{N-1, 2} & R_{N-1, 3} & \cdots & R_{N-1, N-1} & R_{N-1, N} \\ R_{N1} & R_{N2} & R_{N3} & \cdots & R_{N, N-1} & R_{NN} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$[C_I] = \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} & \cdots & I_{1, N-1} & I_{1N} \\ I_{21} & I_{22} & I_{23} & \cdots & I_{2, N-1} & I_{2N} \\ I_{31} & I_{32} & I_{33} & \cdots & I_{3, N-1} & I_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ I_{N-1, 1} & I_{N-1, 2} & I_{N-1, 3} & \cdots & I_{N-1, N-1} & I_{N-1, N} \\ I_{N1} & I_{N2} & I_{N3} & \cdots & I_{N, N-1} & I_{NN} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

① 原関数  $[G]$  が実数の場合

変換係数の実部と虚部には、次に示す対称性がある。

$$R_{1k} = R_{k1} = 0 \quad (k = \frac{1}{2}N+1) \quad (3.25)$$

$$R_{1k} = -R_{1, N+2-k} \quad (k = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.26)$$

$$R_{k1} = -R_{N+2-k, 1} \quad (k = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.27)$$

$$R_{ij} = R_{N+2-i, N+2-j} \quad (i, j = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.28)$$

$$I_{11} = I_{kk} = 0 \quad (k = \frac{1}{2}N+1) \quad (3.29)$$

$$I_{1k} = I_{1, N+2-k} \quad (k = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.30)$$

$$I_{k1} = I_{N+2-k, 1} \quad (k = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.31)$$

$$I_{ij} = -I_{N+2-i, N+2-j} \quad (i, j = 2, 3, \dots, \frac{1}{2}N) \quad (3.32)$$

これらの関係を図3.4に示す。このように  $N^2$  個の原関数から、実部と虚部それぞれ  $N^2$  個の係数が得られるが、その対称性により実質的には  $N^2$  個の係数で表される。

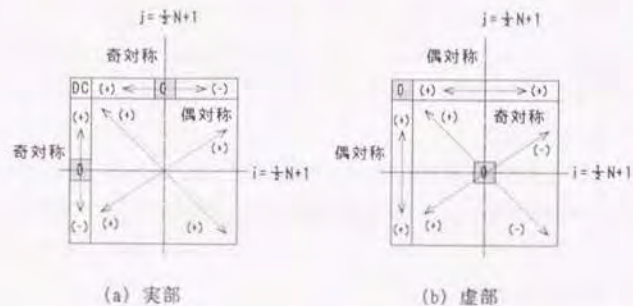


図3.4 DFT係数の対称性(2次元)

② 原関数  $[G]$  が実数かつ偶対称の場合

$[G]$  が実数で偶対称, すなわち  $(i, j = 1, 2, \dots, \frac{1}{2}N)$  として

$$G_{ij} = G_{N+1-i, j} = G_{i, N+1-j} = G_{N+1-i, N+1-j} \quad (3.33)$$

が成り立つとき, 変換係数の実部には2次元の偶対称性が現れ, 虚部はすべて0となる. すなわち, 次式が成立する. (ただし  $i, j = 1, 2, \dots, N$ )

$$R_{ij} = R_{N+2-i, j} = R_{i, N+2-j} = R_{N+2-i, N+2-j} \quad (3.34)$$

$$I_{ij} = 0 \quad (3.35)$$

このように, 鏡像を用いて  $n^2$  の原信号から  $(2n)^2$  項の2次元偶関数を生成し, これを2次元DFTすると, その係数  $[C^*]$  は実数となり, 実質的に  $n^2$  個の係数に変換される. なお係数  $[C^*]$  の左上部が, 2次元DCTの係数に対応する.

### 3.3.3 DCTとDFTの特性比較<sup>(44)</sup>

本節では, DCTとDFTの符号化効率について, 定性的・定量的な比較を行う. ただし, 簡単化のため, 1次元で説明する.

DCTとDFTはともに入力信号を一種の周波数成分に置換える直交変換である. しかしながら, DCTの方が特定の周波数成分に電力が集中し易く, 符号化効率が高いと言われている. その定性的な理由を以下に示す.

1. DFTでは, 図3.5に示す各周期の境界部の不連続性により, 高調波成分が発生し, いわゆるGibbsの振動と呼ばれる周波数成分が現れる.
2. 一方のDCTは図3.2で示した鏡像により, ブロックの境界における連続性を満たしている. したがって, 高調波の発生はDFTより少ない.

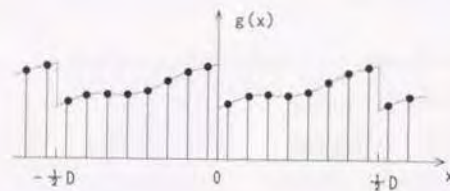


図3.5 DFTにおける不連続性

このように, DCTとDFTには境界の連続性に関する本質的な相違点があり, DCTの方が変換係数に対する電力の集中度がよく, 高い符号化効率が期待できることがわかる.



次に、 $(N \times N)$  の DCT と DFT の符号化特性について、定量的な検討を行う。

解析の条件を次に示す。

1. 任意の偶関数はコサイン、奇関数はサインの重ね合わせで表すことができる。そこで、コサインの次数を  $k_1$ 、サインの次数を  $k_2$  とし、原関数を次のように表現する。

$$g(x) = C_1 \cdot \cos(2\pi k_1 x/D) + C_2 \cdot \sin(2\pi k_2 x/D) \quad (3.36)$$

$$(0 \leq x \leq \frac{1}{2}D)$$

2. 簡単化のため、周期  $D$  の連続系としてフーリエ級数展開した場合の係数  $a_n, b_n$  で評価する。

解析の結果を、表 3.2 に示す。

表 3.2 フーリエ係数  $a_n, b_n$  の比較

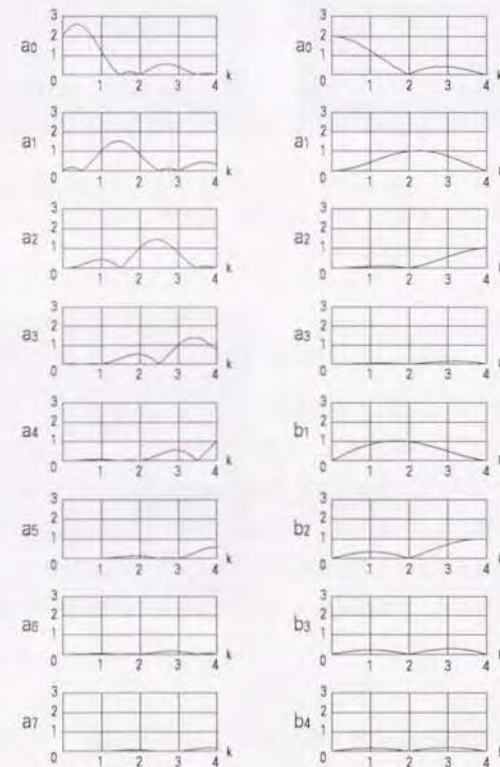
	DCT	DFT
$a_n$	$C_1 \cdot \sin[(k_1+n)\pi] / (k_1+n)\pi$ $+ C_1 \cdot \sin[(k_1-n)\pi] / (k_1-n)\pi$ $+ C_2 [1 - \cos[(k_2+n)\pi]] / (k_2+n)\pi$ $+ C_2 [1 - \cos[(k_2-n)\pi]] / (k_2-n)\pi$	$C_1 \cdot \sin[(\frac{1}{2}k_1+n)\pi] / (\frac{1}{2}k_1+n)\pi$ $+ C_1 \cdot \sin[(\frac{1}{2}k_1-n)\pi] / (\frac{1}{2}k_1-n)\pi$
$b_n$	0	$C_2 \cdot \sin[(\frac{1}{2}k_2-n)\pi] / (\frac{1}{2}k_2-n)\pi$ $- C_2 \cdot \sin[(\frac{1}{2}k_2+n)\pi] / (\frac{1}{2}k_2+n)\pi$

$$(n = 0, 1, \dots, N-1)$$

ただし、 $x = 0$  のとき  $\sin[x]/x = 1$

次に、DFT の  $a_n$  ( $n = 0, 1, \dots, \frac{1}{2}N-1$ )、 $b_n$  ( $n = 1, 2, \dots, \frac{1}{2}N$ ) と、DCT の  $a_n$  ( $n = 0, 1, \dots, N-1$ ) の絶対値を比較する。DFT における係数の対称性により  $\frac{1}{2}N$  の実数項と  $\frac{1}{2}N$  の虚数項を、 $N$  項の DCT 係数と比べればよい。図 3.6 に、 $N=8$ 、 $k_1 = k_2 = k$ 、 $C_1 = C_2 = 1$  における例を示す。

図より明らかなように、 $k$  が  $\frac{1}{2}$  以下で DCT の高調波成分が DFT より低減されている。すなわち、低い周波数成分で大きな電力をもつ一般的な画像では、DFT より DCT の方が優位にあることがわかる。



(a) DCT

(b) DFT

図 3.6 DCT と DFT の変換係数の比較

### 3.4 DCTと空間周波数

本節では、2次元のDCT係数と、空間周波数の関係について述べる<sup>(44)</sup>。

DCT行列  $[F]$  ( $= [F_{ij}]$ ; 式(3.7)) と、コンプリメンタリ(相補的)な関係にあるDST(Discrete Sine Transform) 行列  $[S]$  ( $= [S_{ij}]$ )を次のように定義する。(ただし、DSTには別定義もある)。

$$S_{ij} = 2/n \cdot \sin[(i-1)(j-1/2)\pi/n] \quad (3.37)$$

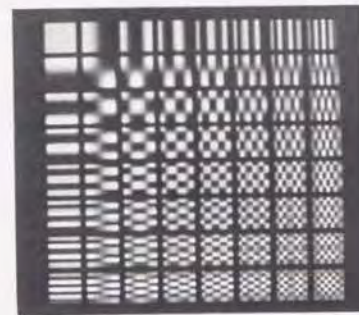
$(i, j = 1, 2, \dots, n)$

ここで、2次元DFTの係数  $[C^*]$  を求める、

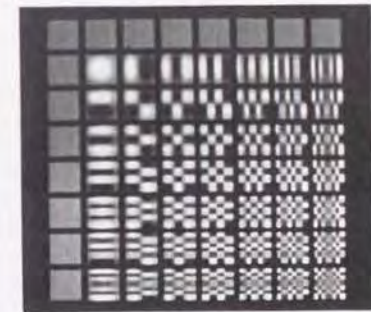
$$\begin{aligned} [C^*] &= [E] \cdot [G] \cdot [E] \\ &= ([F] + j[S]) \cdot [G] \cdot ([F] + j[S]) \\ &= [F] \cdot [G] \cdot [F] - [S] \cdot [G] \cdot [S] \\ &\quad + j([F] \cdot [G] \cdot [S] + [S] \cdot [G] \cdot [F]) \end{aligned} \quad (3.38)$$

$[C^*]$ の実部の  $([F] \cdot [G] \cdot [F])$  が2次元DCT,  $([S] \cdot [G] \cdot [S])$  は2次元DST, その間のマイナスはコサインの加法定理の-に対応する。

図3.7は、2次元DCTと2次元DSTの変換係数( $n=8$ )に対応する画像を表したものである。左上が直流成分, 右下ほど空間周波数の高い成分に相当する。両変換の差成分が2次元空間周波数のコサイン成分となり, ゾーンプレートのような縞模様が見れる。なお, 虚部についてもサインの加法定理との関係によることは明らかである。



(a) 2次元DCT



(b) 2次元DST



(c) 2次元DCT - 2次元DST

図3.7 2次元DCT, DSTの係数に対応する画像信号



次に、マトリクス [F] および [S] について補足する。  
DCT行列 [F] は正則であり、その転置行列  $'[F]$  との積は次のようになる。

$$[F] \cdot '[F] = 4/n \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0.5 \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

一方の [S] は正則行列ではないが、その転置行列  $'[S]$  との積は次のような形になる。

$$[S] \cdot '[S] = 4/n \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0.5 \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

したがって  $[F] \cdot '[F] + [S] \cdot '[S]$  を計算すると単位行列に  $4/n$  を掛けたものに等しい。またサインとコサインの直交性から  $[F] \cdot '[S]$  と  $[S] \cdot '[F]$  の要素はすべて 0 となる。

このことから  $[F] + \sqrt{2}[S]$  は正則であり、その逆行列は  $1/n \cdot ([F] - \sqrt{2}[S])$  となる。

### 3.5 むすび

本章では、鏡像を用いて生成した偶関数をフーリエ級数に展開し、これをサンプリング系に拡張したものと、DCTとが等価であることを示した。また、DCTとDFTの関係について検討し、DCTの方が変換係数に対する電力集中度において、優位にあることを示した。さらに、DCTおよびDSTの変換係数と、空間周波数との関係を明らかにした。

## 第4章 プログレッシブ表示における応用(1) — AC係数予測方式 —

### 4.1 まえがき

画像データベースの利用を前提とした静止画伝送では、検索時間や伝送コスト、心理的負担の軽減にプログレッシブ表示が有効となる。静止画符号化の国際標準方式では、このような階層的符号化<sup>(41)(42)</sup>を実現するため、ブロックの平均に相当するDCTの直流係数から、高次のAC係数へと順次伝送・表示する方法(帯域分割方式)が採用されている。しかしながら初期のステージでブロック歪が発生し、画質劣化の最大の要因となっている。

本章では、プログレッシブ表示におけるDCTの応用としてAC係数予測方式<sup>(46)-(48)</sup>を提案する。この方式は画像の統計的性質に基づき、簡単な演算を用いて第1ステージにおけるブロック歪を除去するとともに符号化効率を改善する手法である。

本章の構成を図4.1に示す。はじめに、従来の2次元フィルタにおける問題点を、演算量の点から整理する。次に、第2章で検討したブロック歪の性質に基づき、第1ステージで伝送された各ブロックの直流係数から、低次のAC係数を予測することによりブロック歪を軽減する2つの手法を提案する。第1の手法は、ブロック境界上のいくつかの点で滑らかに接続するよう低次のAC係数を求める方式(係数操作法)であり、第2の手法は、DCTの性質を利用した補間フィルタの応用(DCT補間フィルタ法)に関するものである。さらに、シミュレーションを用いた評価実験により、画質と符号化効率、演算量について比較検討し、本手法の有効性を明らかにする。

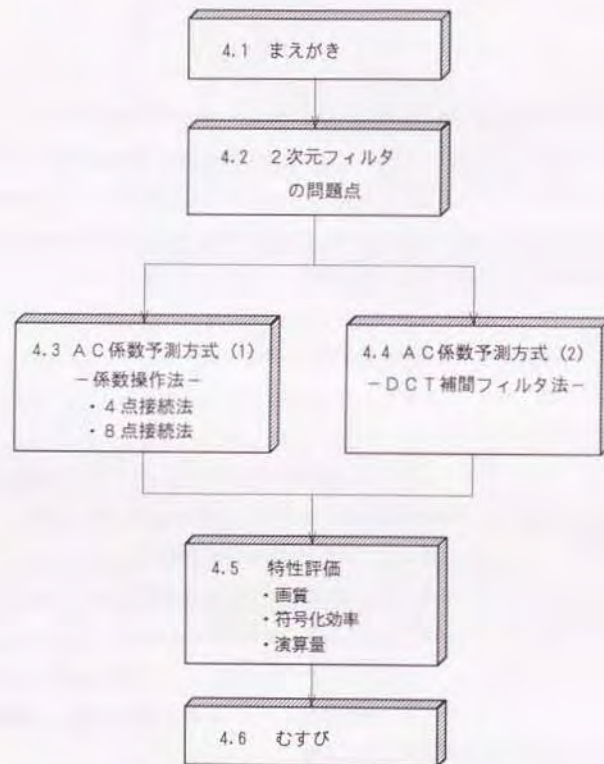


図4.1 第4章の構成

## 4.2 2次元フィルタの問題点

ブロック符号化では画像をブロックに分割するため、本質的にブロック歪が目立ち易い。とくに静止画の階層的符号化において、直流係数のみ伝送・表示する第1ステージでは、モザイク状の画質劣化が問題となる。(図4.10(a)参照)

このブロック歪を除去する一般的な手法は、2次元フィルタによる方法である。これは、サンプリング周波数の $\pm$ 以上の成分を除去する理想フィルタのインパルス応答(標準化関数となる)を求め、画像信号との2次元たたみ込み(コンボリューション)により計算する手法であり、次のような特徴がある<sup>(43)</sup>。

1. 理想フィルタのインパルス応答(無限に続く)を用いれば、理想的な補間が可能になる。
2. 実際には、インパルス応答を適当なウィンドウを用いて有限で打ち切るため、誤差が生じる。
3. 補間する画素毎に、2次元オペレータ( $m \times m$ )を用いた積和演算を行うため、 $m$ の2乗に比例して演算量が増える。
4. 直流成分(ブロック平均)は必ずしも保存されない。

このように、2次元フィルタの演算量は多く、実時間処理のためには別途ハードウェアが必要とされていた。このコンボリューションは、フーリエ変換の領域では積の形に置き換えられる。したがってDCT変換係数の演算により、上記のフィルタ処理の演算量を低減できる可能性がある。以下、その具体的な実現手法について検討する。



### 4.3 AC係数予測方式の提案(1)

#### — 係数操作法 —

第2章で述べたように、一般の自然画像では直流付近に電力が集中する傾向がある。これらの性質を利用して、隣接するブロックの平均値から比較的低次のAC係数を予測し、これを逆直交変換することによりブロック歪を除去する手法（係数操作法）について述べる（2.7.3(2)参照）。

#### 4.3.1 係数操作法

第3章で示したように、DCTは任意の関数を偶関数化し、これを2次元のコサインの曲面の重ね合せにより表したものである。DCTの低次の変換係数  $C_{ij}$  ( $i, j \leq 3$ ) に対応する画像を表示すると、図4.2 のようになる。

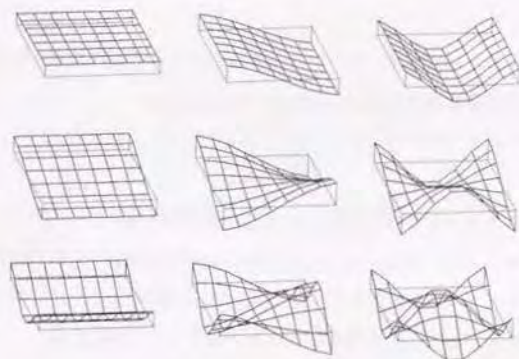


図4.2 DCT係数に対応する画像

直流係数と未知のN個のAC係数を逆直交変換すると、ブロック内の画素の値は、これらの係数に対応する  $N+1$  のコサインの曲面の重ね合せで表される。3.2.2で検討したようにこの曲面を連続とみなすことができ、ブロック内の任意のN点の値（必ずしも画素上になくともよい）が定まれば、上記の係数値を計算により求めることができる。

ブロック境界で滑らかに接続する係数を求める手順は、次のようになる。

- (1) ブロック境界上の接続点（N個とする）の値を、隣接するブロックの直流係数（平均値）から決定する。
- (2) N個の未知係数と既知の直流係数を逆直交変換して、ブロック境界上の値を求め、(1)で求めた値を代入する。
- (3) (2)で得られた連立方程式を解いて、未知のAC係数の値を決定する。

ブロック境界上の点は4隅や4辺の midpoint に設定するのが一般的である。したがって、これらの点に対する(2)、(3)の操作をあらかじめ計算しておくことにより、実質的な演算量を低減することができる。

未知係数（接続点）の数を4と8に選んだ場合の具体例を次に示す。

#### 4.3.2 4点接続法

- (1) ブロック境界上の4点を、図4.3(a)のように定める。

これらの境界値は、同図(b)に示す隣接ブロックの平均値  $A_0, A_L, A_R, A_T, A_B$  を用いて、例えば次のように表すことができる。

$$D_L = (A_L + A_0) / 2 \quad (4.1)$$

$$D_R = (A_R + A_0) / 2 \quad (4.2)$$

$$D_T = (A_T + A_0) / 2 \quad (4.3)$$

$$D_B = (A_B + A_0) / 2 \quad (4.4)$$

$$\text{ただし、} A_0 = C_{11} / n \quad (4.5)$$

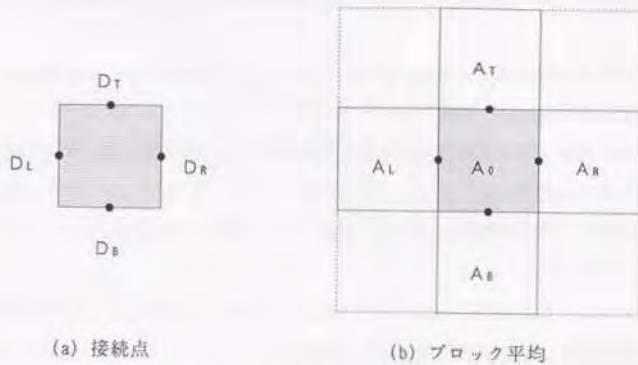


図4.3 境界における接続点(4点接続法)

(2) 既知の直流係数  $C_{11}$  と、直流付近の4係数  $C_{12}, C_{13}, C_{21}, C_{22}$  を逆直交変換すると、次式が得られる。ただし、 $(i, j = 1, 2, \dots, n)$  である。

$$D_{ij} = \{ C_{11} + \sqrt{2} \cdot C_{12} \cdot \cos[(2j-1)\pi/2n] + \sqrt{2} \cdot C_{13} \cdot \cos[2(2j-1)\pi/2n] + \sqrt{2} \cdot C_{21} \cdot \cos[(2i-1)\pi/2n] + \sqrt{2} \cdot C_{22} \cdot \cos[2(2i-1)\pi/2n] \} / n \quad (4.6)$$

式(4.6)の  $i, j$  は画素の位置を表すパラメータ(整数)である。ここで、5枚の連続した曲面を重ね合わせた  $D_{ij}$  も連続となり、実数  $i, j$  を用いてブロック内の任意の点の値を表すことができる。例えば  $n=8$  のとき、 $(i, j = 0.5, 8.5)$  とおいてブロックの境界値  $D_L, D_R, D_T, D_B$  を求めると、次のようになる。

$$D_L = (C_{11} + \sqrt{2} \cdot C_{12} + \sqrt{2} \cdot C_{13} - \sqrt{2} \cdot C_{21}) / 8 \quad (4.7)$$

$$D_R = (C_{11} - \sqrt{2} \cdot C_{12} + \sqrt{2} \cdot C_{13} - \sqrt{2} \cdot C_{21}) / 8 \quad (4.8)$$

$$D_T = (C_{11} + \sqrt{2} \cdot C_{21} - \sqrt{2} \cdot C_{12} + \sqrt{2} \cdot C_{22}) / 8 \quad (4.9)$$

$$D_B = (C_{11} - \sqrt{2} \cdot C_{21} - \sqrt{2} \cdot C_{12} + \sqrt{2} \cdot C_{22}) / 8 \quad (4.10)$$

(3) 式(4.1~4, 4.7~10) から  $D_L, D_R, D_T, D_B$  を消去して、次式を得る。

$$C_{12} = \sqrt{2} \cdot (A_L - A_R) \quad (4.11)$$

$$C_{13} = \sqrt{2} \cdot (A_L + A_R - 2 \cdot A_0) \quad (4.12)$$

$$C_{21} = \sqrt{2} \cdot (A_T - A_B) \quad (4.13)$$

$$C_{22} = \sqrt{2} \cdot (A_T + A_B - 2 \cdot A_0) \quad (4.14)$$

これらの4係数と直流係数  $C_{11}$  を逆直交変換することにより、ブロックの境界(辺の中点)で滑らかに接続させることができる。

以上の手法の効果を2次元的に表示した例を図4.4(b)に示す。処理前の画像(a)に比べ滑らかな曲面が生成され、ブロック歪が軽減されている。

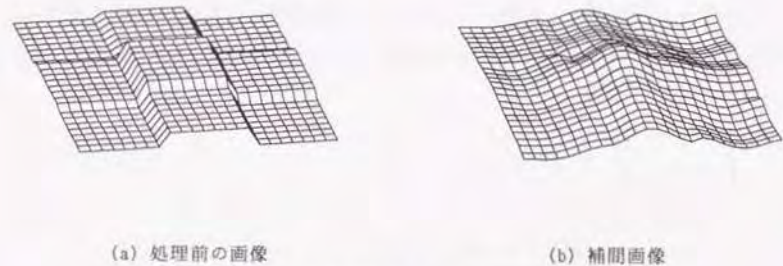


図4.4 4点接続法による補間画像

#### 4.3.3 8点接続法

未知係数を8変数  $C_{ij}$  ( $i, j=1, 2, 3 \quad i \neq j$ ) に拡張した場合についても、前項と同様の手法を適用することができる。

例えば境界上の8点を図4.5のように設定すると、次の解が得られる。



$$C = K \cdot D \quad (4.15)$$

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} \\ C_{12} \\ C_{21} \\ C_{22} \\ C_{31} \\ C_{32} \\ C_{33} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

$$D = \begin{pmatrix} D_{LT} - A_0 \\ D_T - A_0 \\ D_{RT} - A_0 \\ D_{LB} - A_0 \\ D_B - A_0 \\ D_{RB} - A_0 \\ D_L - A_0 \\ D_R - A_0 \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

$$K = \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & -1/\sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1/2 & -1 & 1/2 & -1/2 & 1 & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/2 & 0 & -1/2 & 1/2 & 0 & -1/2 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

ここで、境界値  $D$  の値は、周辺ブロックの平均値の荷重加算により求めることができる。

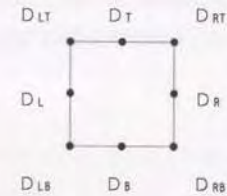


図 4.5 境界における接続点 (8点接続法)

この手法を用いて処理した効果を図 4.6 に示す (処理前の画像は図 4.4 (a) に同じ)。4点接続の場合と比較すると、ブロックの4隅でも滑らかに接続していることがわかる。

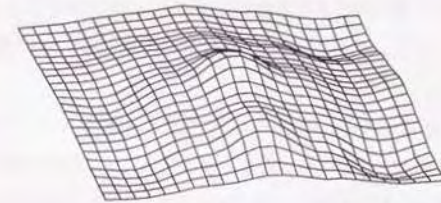


図 4.6 8点接続法による補間画像

#### 4.4 AC係数予測方式の提案(2)

##### - DCT補間フィルタ法 -

DCTの変換係数に対応する曲面は連続と考えることができる。(3.2.2参照)  
以下、この性質を利用した補間フィルタの構成法を明らかにし、これを応用したブロック歪の除去法について述べる。

##### 4.4.1 手順

$n \times n$ 画素の原画  $[G_{ij}]$  から、 $N \times N$ 画素の補間画像  $[Q_{ij}]$  を求める。

前節で示したように変換係数  $[C_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, n$ ) は、原画では特定の空間周波数成分をもつコサインの曲面に対応する。この連続する曲面を補間画像とみなすことにより、曲面上の任意の点の値を  $[C_{ij}]$  から計算することができる。

このとき、補間処理を離散的に行うものとして、サンプリングされた補間画像  $[Q_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, N$ ) を次のように表すことができる。

$$[Q_{ij}] = {}^t[H_{ij}] \cdot [C_{ij}] \cdot [H_{ij}] \quad (4.19)$$

なお  $[H_{ij}]$  は  $(n \times N)$  のマトリクスとなり、( $i = 1, 2, \dots, n$ ) ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) として次式のようなになる。

$$H_{ij} = \sqrt{2/n} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/N] \quad (4.20)$$

ただし  $i=1$  のとき  $K_i=1/\sqrt{2}$

$i \neq 1$  のとき  $K_i=1$

以上の検討では、変換係数を求める操作と、この係数から補間画像を生成する操作の2段階に分けたが、次のように1回の操作で実現することもできる。

$$\begin{aligned} [Q_{ij}] &= {}^t[H_{ij}] \cdot [T_{ij}] \cdot [G_{ij}] \cdot {}^t[T_{ij}] \cdot [H_{ij}] \\ &= {}^t[H_{ij}] \cdot [T_{ij}] \cdot [G_{ij}] \cdot {}^t[H_{ij}] \cdot [T_{ij}] \end{aligned} \quad (4.21)$$

ここで  ${}^t[H_{ij}] \cdot [T_{ij}]$  および  ${}^t[H_{ij}] \cdot [T_{ij}]$  は、それぞれ  $(N \times n)$  と  $(n \times N)$  のマトリクスであり、原画の画素と補間画素の位置関係が定めれば、原画の内容にかかわらず一定の値をもつ。

なお、補間を行わない ( $N=n$ ) の場合、これらは単位行列となり、原画  $[G_{ij}]$  が歪なく再現される。また、 $H_{ij}$  の定義では  $j$  を整数としたが、必ずしも等間隔でなくともよく、補間点が不等間隔の場合には、任意の実数を用いることもできる。

さらに、原画  $[G_{ij}]$  を  $n \times n$  の等方ブロックとしたが、左右から乗じる  $[T_{ij}]$   $[H_{ij}]$  を選択することにより、非等方ブロックについても同様の処理が適用できる。

##### 4.4.2 DCT補間フィルタ法<sup>(\*)-(\*\*)</sup>

原画  $[G_{ij}]$  の代わりにブロック平均  $[A_{ij}]$  を用いて、補間画像  $[Q_{ij}]$  を求める手法について述べる。補間画像  $[Q_{ij}]$  は、境界に近づくほど周期性を仮定した影響を強く受け、補間の精度が劣化する。したがって、補間に用いる原画はできるかぎり大きく設定するのが有利になる。

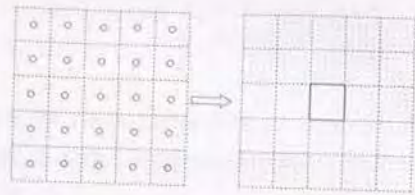
しかしながら、上記のマトリクスの次数の制約から、実際には  $N(n)$  の値を制限せざるを得ない。このような場合には、補間精度のよい中心部 ( $[Q'_{ij}]$  とする) のみを計算し、これを順次移動させる方法が演算量の点からも有利となる。

このような手法により、画質的には十分な補間画像を得ることができる。しかし、ブロック平均を原画の画素の値として補間処理するとき、補間した画像のブロック平均と本来の平均とは必ずしも一致しない。このずれは、極大・極小点でとくに顕著になる。

以下、ブロックの直流値(平均値)を保存する補間法について検討する。

図4.7は、ブロック平均  $[A_{ij}]$  と、これを補間処理した画像  $[Q_{ij}]$  の位置関係を示したものである。





(a) ブロックの平均 [A<sub>ij</sub>] (K×K) (b) 補間画像 [Q<sub>ij</sub>] (K·n×K·n)

図4.7 補間処理の位置関係

いま K×K 個のブロック平均からなる原画 [A<sub>ij</sub>] (i, j = 1, 2, ..., K) を DCT すると, K×K 個の係数 [C<sub>ij</sub>] に変換される.

$$[C_{ij}] = [T_{ij}] \cdot [A_{ij}] \cdot {}^t [T_{ij}] \quad (4.22)$$

ここで, それぞれのブロックが n×n 画素で構成されているとして, 縦横それぞれ (K×n) 画素からなる補間画像 [Q<sub>ij</sub>] (i, j = 1, 2, ..., K·n) を求めると, 次のようになる.

$$[Q_{ij}] = {}^t [H_{ij}] \cdot [C_{ij}] \cdot [H_{ij}] \quad (4.23)$$

このとき, 平均値に関して次式が成立する.

$$A_{ij} = \sum_{i_a, j_a} Q_{i \cdot n - n + i_a, j \cdot n - n + j_a} \quad (4.24)$$

ただし, (i, j = 1, 2, ..., K) (i<sub>a</sub>, j<sub>a</sub> = 1, 2, ..., n)

これより未知数 [C<sub>ij</sub>] の数に等しい K<sup>2</sup> 個の 1 次方程式が生成され, 連立方程式を解くことにより, 変換係数 [C<sub>ij</sub>] を求めることが可能になる.

すなわち次式が成立する.

$$A = [W] \cdot C \quad (4.25)$$

$$C = [W]^{-1} \cdot A \quad (4.26)$$

ただし, C, A は [C<sub>ij</sub>], [A<sub>ij</sub>] を 1 次元に並び替えた K<sup>2</sup> 項からなるベクトルである. 正則マトリクス [W], [W]<sup>-1</sup> は原画に依存しないので, あらかじめ計算しておくことにより, 実質的な演算量を低減することができる.

以上の手順を整理すると次のようになる.

- (1) ブロックの画素数, 補間処理するブロックの配置より, マトリクス [W] を求め, 逆行列 [W]<sup>-1</sup> を計算する.
- (2) ブロック平均 [A<sub>ij</sub>] よりベクトル A を生成し, [W]<sup>-1</sup> を乗じて C を求める.
- (3) ベクトル C からマトリクス [C<sub>ij</sub>] を決定し, [H<sub>ij</sub>] を用いてブロック平均を保存した補間画像 [Q<sub>ij</sub>] (i, j = 1, 2, ..., n) を導出する.
- (4) (2) および (3) の処理をブロック単位に繰り返す.

本手法の効果を 2 次元的に表示した例を, 図 4.8 に示す. (ただし, 処理前の画像は図 4.4 (a) である)

滑らかなコサインの曲面が生成され, ブロック歪が軽減されていることがわかる.

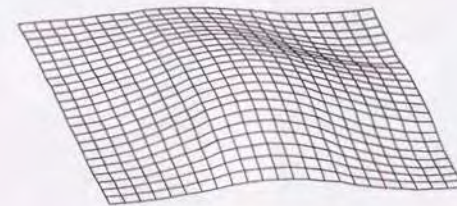


図4.8 DCT補間フィルタ法による補間画像

## 4.5 特性評価

本節では、標準画像を用いたシミュレーション実験により、AC係数予測方式の特性を評価する。

### 4.5.1 画質評価

#### (1) 係数操作法

4点接続により処理した例を図4.10(b)に示す。ブロック平均をそのまま表示した処理前(a)に比べ、画質が大きく改善されていることがわかる。

8点接続の処理結果を同図(c)に示す。同図(b)と比較すると、4隅のブロック歪が軽減されている。

なお境界値  $D$  の値は、周辺のブロック平均に対し、図4.9(a)(b)(c)に示す3種類のオペレータを用いて求めた。これにより、自然感のある補間画像が得られた。

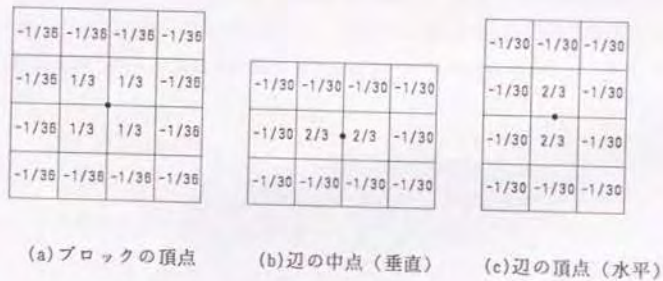


図4.9 ブロック境界値算出オペレータの例



(a) 処理前



(b) 係数操作法(4点接続)



(c) 係数操作法(8点接続)



(d) DCT補間フィルタ法(4×4)



(e) DCT補間フィルタ法(5×5)

図4.10 AC係数予測方式による処理画像



## (2) DCT補間フィルタ法

周辺の $4 \times 4$ および $5 \times 5$ のブロック平均を用いて、中心に位置するブロック( $8 \times 8$ 画素)を補間した画像の例を、図4.10(d)(e)に示す。

係数操作法に比べ、より滑らかな画像が得られているが、 $4 \times 4$ の場合に、ブロックの境界付近に若干の歪が認められる。これは、 $4 \times 4$ のオペレータでは、隣接するブロック間の連続性が十分確保しきれないためである。

この $4 \times 4$ のブロックを、 $5 \times 5$ に拡張した場合には、ほとんど歪が見られないまでに改善されている。また、係数操作法にみられる特有の歪、たとえば4点接続法におけるブロック4隅付近の段差や、8点接続法におけるブロック中央部における凹凸がほぼ完全に除去されている。

なお、4.4.2で述べたブロック平均を保存しない補間フィルタ法を適用した場合についても、同程度の画質が得られることを確認している。

## 4.5.2 符号化効率

DCTは直交変換であり、ブロック内の変換係数は無相関となる。しかしながら、第2章で示したように、自然画像ではブロックの境界に急峻なエッジがある確率は極めて低く、ブロック境界をはさむ画素の相関値は高い。すなわち、隣接するブロックの直流を含む低次の係数の間には、ある程度の相関が残されている。(2.7.3(2)参照)

以下、これらの相関を利用して符号化効率を向上させる手法について述べる。

文献の平均値分離形ブロック符号化方式<sup>[63]</sup>は、隣接するブロックの平均値を用いて生成した補間画像と、原画の差分を伝送することにより、符号化効率を改善する手法である。

前節で示したAC係数予測方式により生成した補間画像を用いれば、特殊な補間回路を用いず、極めて簡単な演算(加減算)により符号化効率を改善することができる。

図4.11にそのブロック図を示す。

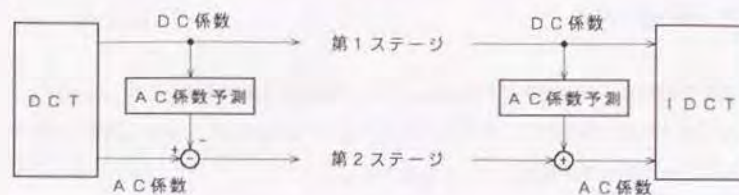


図4.11 平均値分離形ブロック符号化

一般に、符号化効率を評価する指標として、平均誤差電力が用いられる。

ここでは、原画からブロックの平均を差し引いた交流成分を2乗して得られる電力を100%として、原画と補間処理画像との差分を2乗して得られる平均交流電力を評価した。

標準画像を用いて、この平均交流電力を実測した結果を表4.1に示す。符号化効率に換算して、係数操作法で5~6%、DCT補間フィルタ法で8%の改善効果を得られている。なお、文献<sup>[63]</sup>の2次曲面を用いた手法と比較すると、係数操作法では1~2%効率が低下しているが、変換係数の数を4、8に制限したことによる影響と考えられる。

表4.1 平均交流電力の比較

		電力/画素	比率	符号化効率
ブロック平均		190.4	100.0%	±0%
係数操作法	4点接続法	147.1	77.2%	+5%
	8点接続法	139.1	73.1%	+6%
DCT補間フィルタ法*		128.9	67.7%	+8%
2次曲面法		135.9	71.4%	+7%

SIDBA GIRL (256×256画素)。\* … K=4, n=8の場合



### 4.5.3 演算量の比較

A C 係数予測方式の演算量について比較する。各補間法の乗算数を整理すると表 4.2 のようになる。なお、簡単化のため等方ブロックとし、原画を  $K \times K$  画素（ブロック）、中心となるブロックの補間画素を  $n \times n$  画素とする。

係数操作法（4点および8点接続法）の乗算数は、逆直交変換の乗算数（ $3^2 \cdot 8 + 3 \cdot 8^2 = 264$ ）を考慮しても、コンボリューション法、2次曲面法の数分の1に低減されている。

また、DCT 補間フィルタ法でも同様の効果が得られており、本手法の有効性が示されている。

表 4.2 各補間法の演算量

補間法		乗算数 (ブロック単位)	数値例 ( $n = 8$ )		
			$K = 3$	$K = 4$	$K = 5$
コンボリューション (従来)		$n^2 \cdot K^2$	576	1024	1600
係数操作法	4点接続法*	8	8		
	8点接続法*	$8^2(+4^2+4^2 \cdot 3)**$	$64(+112)**$		
DCT 補間 フィルタ法	平均非保存	$n^2 \cdot K + n \cdot K^2$	264	384	520
	平均保存	$n^2 \cdot K + n \cdot K^2 + K^4$	345	640	1145
2次曲面法		—	1433		

\* ... [DCT]<sup>-1</sup>を除く。

\*\* ... ( ) は境界値算出の一例

### 4.6 むすび

DCT を用いた階層的符号化方式において、直流係数から低次の A C 係数を予測し、これを逆直交変換することにより、ブロック歪を除去する 2 つの手法について検討した。この手法とは、

- (1) 係数操作法 : ブロックの境界で滑らかに接続するように低次の A C 係数を操作する手法。
- (2) DCT 補間フィルタ法 : DCT の性質を利用した補間フィルタを用いて、滑らかなコサインの曲面が生成されるよう、高次の変換係数を求める手法。

であり、画質改善効果をシミュレーションにより確認した。さらに、この応用として直流から予測した A C 係数と、伝送すべき A C 係数との差分を伝送する平均値分離形ブロック符号化<sup>(13)</sup>を適用することにより、符号化効率が 5 ~ 8 % 程度向上することを確認した。なお、この手法は JPEG の委員会でも採り上げられ、カラー静止画符号化の国際標準方式において、A C 予測方式<sup>(13)</sup>（オプション）として規定されている。



## 第5章 プログレッシブ表示における応用(2) - DCT補間フィルタの拡張 -

### 5.1 まえがき

前章では、静止画のプログレッシブ表示において、DCTの直流係数が伝送される階層（第1ステージ）の画質を改善する手法について検討した。しかし、DCTのAC係数が部分的に伝送される第2ステージ以降でも、ブロック歪による画質劣化が問題となる。

（2.7.2参照）

本章では、プログレッシブ表示における第2の応用として、前章で示したDCT補間フィルタ法を第2ステージ以降に拡張する。この手法は、直流を含む低次のAC係数から、ブロック歪の除去された画像を生成する手法<sup>(\*)</sup>であり、シミュレーション実験により、その画質改善効果を明らかにする。

### 5.2 DCT補間フィルタの拡張

縦横複数のブロック数からなる拡大ブロックを定義し、その変換係数を用いて、中央に位置するブロックの補間画像を生成する手法について述べる。

#### 5.2.1 空間周波数

図5.1に示すように、拡大ブロックを $L \times L$ （ブロック）とし、DCTの $n \times n$ の変換係数の中で、 $k$ 次以下（水平・垂直）の変換係数 $[C_{ij}]$ （ $i, j = 1, 2, \dots, k$ ）が伝送された場合について検討する。

第3章で検討したように、 $[C_{ij}]$ を逆直交変換して得られる復号画像には、直流成分から1ブロックを縦横 $k \times k$ に均等分割した空間周波数成分まで含まれている。すなわち、このブロックを $k \times k$ 画素の画像 $[P_{ij}]$ （ $i, j = 1, 2, \dots, k$ ）を用いて、次のように表すことができる。

$$[P_{ij}] = [B_{ij}] \cdot [C_{ij}] \cdot [B_{ij}] \quad (5.1)$$

ここで、 $[B_{ij}]$ は $k \times k$ の補間マトリクスであり、次式のようなになる。

$$B_{ij} = \sqrt{2/n} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-1)\pi/k] \quad (5.2)$$

( $i, j = 1, 2, \dots, k$ )

ただし、 $i=1$  のとき  $K_i = 1/\sqrt{2}$   
 $i \neq 1$  のとき  $K_i = 1$

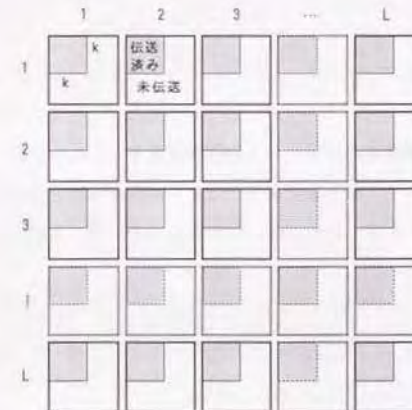


図5.1 拡大ブロックと伝送されたDCT係数

### 5.2.2 手順

中央に位置するブロックの補間画像を求める手順は、以下のようになる。

- ① 伝送された  $k \times k$  の変換係数を逆変換して、 $k \times k$  の画像を生成する。
- ② ①の結果を  $L \times L$  の拡大ブロックに拡張し、 $k \cdot L \times k \cdot L$  の画像とする。
- ③ ②の画像を  $n \cdot L \times n \cdot L$  の画素数に変換し、中心となるブロックの  $n \times n$  画素を切り出して補間画像とする。

これらの手順はすべて、マトリクスの乗算の形で実現することができる。このとき、乗算における結合則を用いることにより、実質的な演算量を低減することができる。

以下、その具体的な手法について述べる。

### 5.2.3 拡大ブロック

拡大ブロック ( $L \times L$ ) を構成する各ブロックの変換係数を  $[C]_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, \dots, L$ ) とする。これらはすべて ( $k \times k$ ) のマトリクスであり、DCTの変換係数 ( $n \times n$ ) のうち、伝送された低次の  $k \times k$  項に対応する。このとき、拡大係数行列  $[C_w]$  を次のように定義する。

$$[C_w] = \begin{pmatrix} [C]_{11} & [C]_{12} & [C]_{13} & \dots & [C]_{1L} \\ [C]_{21} & [C]_{22} & [C]_{23} & \dots & [C]_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ [C]_{L1} & [C]_{L2} & [C]_{L3} & \dots & [C]_{LL} \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

この拡大係数行列を逆直交変換することにより、 $k \cdot L \times k \cdot L$  の復号画像  $[Q_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, k \cdot L$ ) を求めることができる。すなわち、次式が成立する。

$$[Q_{ij}] = \begin{pmatrix} '[E_{ij}] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & '[E_{ij}] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & '[E_{ij}] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & '[E_{ij}] \end{pmatrix}$$

$$\cdot [C_w] = \begin{pmatrix} [E_{ij}] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & [E_{ij}] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & [E_{ij}] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & [E_{ij}] \end{pmatrix}$$

$$= '[E_w] \cdot [C_w] \cdot [E_w] \quad (5.4)$$

ここで、 $[E_{ij}]$  は、式(5.2)で定義された ( $k \times k$ ) のマトリクスである。

なお、図2.13に示すように3角形のバンドに分割した場合、 $[C]_{ij}$  に未伝送の係数が含まれる。この係数値には0を代入する。

### 5.2.4 補間処理

一般の補間処理では周辺部ほどその精度が劣化する。そこで拡大ブロックの復号画像  $[Q_{ij}]$  を  $n \cdot L \times n \cdot L$  の画像に変換し、中心のブロック  $[S_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, n$ ) を切り出して処理画像とする手法が有効になる。

$[Q_{ij}]$  から  $[S_{ij}]$  を求める方法にはいくつかあるが、前章のDCTの性質を用いた補間フィルタ法を適用することができる。このとき、次式が成立する。



$$\begin{aligned}
[S_{ij}] &= {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot [Q_{ij}] \cdot {}^t[T'_{ij}] \cdot [E'_{ij}] \\
&= {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot {}^t[E_w] \cdot [C_w] \cdot ([E_w] \cdot {}^t[T'_{ij}] \cdot [E'_{ij}]) \\
&= {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot {}^t[E_w] \cdot [C_w] \cdot {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot [E_w] \quad (5.5)
\end{aligned}$$

ここで、 $[T'_{ij}]$  は  $(k \cdot L \times k \cdot L)$  の DCT 行列である。また、 $[E'_{ij}]$  は  $(k \cdot L \times n)$  であり、 ${}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot {}^t[E_w]$  および  ${}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot [E_w]$  は、それぞれ  $(n \times k \cdot L)$ 、 $(k \cdot L \times n)$  のマトリクスとなる。これらの値をあらかじめ計算しておくことにより、実質的な演算量を低減することができる。

なお、 $k = 1$  のとき、 $[E_w]$  は  $L \times L$  の単位行列に定数  $(1/\sqrt{n})$  を乗じたものとなり、前章の 4.4.2 で示した DCT 補間フィルタ法に一致する。

### 5.3 特性評価

本節では、3 次以下の変換係数が伝送された場合 ( $k = 3$ ) の具体例を示し、その特性を評価する。

#### 5.3.1 補間処理

1 ブロックを  $8 \times 8$  画素、拡大ブロックを  $3 \times 3$  とする。 ( $n = 8, L = 3$ )

図 4.2 に示す  $3 \times 3$  の係数が伝送されたとき、各ブロックを  $3 \times 3$  の画像により表すことができる。このとき、拡大ブロックの画像  $[Q_{ij}]$  は  $(9 \times 9)$  となり、次式のようになる。

$$[Q_{ij}] = {}^t[E_w] \cdot [C_w] \cdot [E_w] \quad (5.6)$$

ただし、

$$[C_w] = \begin{pmatrix} [C]_{11} & [C]_{12} & [C]_{13} \\ [C]_{21} & [C]_{22} & [C]_{23} \\ [C]_{31} & [C]_{32} & [C]_{33} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

$$[E_w] = \begin{pmatrix} [E_{ij}] & 0 & 0 \\ 0 & [E_{ij}] & 0 \\ 0 & 0 & [E_{ij}] \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

$$E_{ij} = \frac{1}{3} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/3] \quad (i, j = 1, 2, 3) \quad (5.9)$$

中心の  $[C]_{22}$  に対応するブロックの補間画像  $[S_{ij}]$  ( $i, j = 1, 2, \dots, 8$ ) は、次のようになる。

$$[S_{ij}] = {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot {}^t[E_w] \cdot [C_w] \cdot {}^t[E'_{ij}] \cdot [T'_{ij}] \cdot [E_w] \quad (5.10)$$

ここで、 $[T'_{ij}]$  は  $(9 \times 9)$ 、 $[E'_{ij}]$  は  $(9 \times 8)$  のマトリクスであり、その要素はそれぞれ次式で表される。

$$T'_{ij} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/9] \quad (i, j = 1, 2, \dots, 9) \quad (5.11)$$

$$E'_{ij} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j+\frac{1}{2})\pi/24] \quad (i = 1, 2, \dots, 9) \quad (j = 1, 2, \dots, 8) \quad (5.12)$$

以上の検討より明らかなように、 $[C_w]$  の左右から乗じるマトリクスは、最終的に  $(8 \times 9)$ 、 $(9 \times 8)$  となる。

### 5.3.2 画質評価

標準画像 (SIDBA Girl) を用いた処理の例を、図 5.2 (b) に示す。処理前の (a) と比較すると、急峻なエッジ周辺 (とくに目など) のブロック歪が除去されており、本手法の有効性が示されている。

なお、4.5.1 で述べたように、直流係数の補間 ( $k=1$ ) では、 $L=4 \sim 5$  に設定する必要がある。しかし、 $k \geq 2$  では、隣接する 8 ブロックを含む 9 ブロック ( $L=3$ ) に制限しても、十分な画質が得られることを確認している。



(a) 処理前

(b) 処理後

図 5.2 DCT 補間フィルタによる処理画像

### 5.3.3 演算量の比較

本手法の演算量 (乗算数) を、一般的な 2 次元コンボリューション法と比較する。

補間処理 (逆直交変換も含む) に要する乗算数を整理すると、表 5.1 のようになる。

表 5.1 補間処理における演算量

方式	乗算数	数値例 ( $n=8, L=3, k=3$ )	
		$m=4$	$m=5$
2次元コンボリューション	$n^2 \cdot m^2 (+k \cdot n^2 + k^2 \cdot n)$	1024+(264)	1600+(264)
DCT 補間フィルタ	$k^2 \cdot L^2 \cdot n + k \cdot L \cdot n^2$	1224	

$m$  はカーネルサイズ (タップ数),  $( )$  は逆直交変換の乗算数

伝送された変換係数の次数が低い場合、最低でも 4 タップ程度のフィルタが必要となり、DCT 補間フィルタ法の方が有利になる。

## 5.4 むすび

DCT を用いた静止画の階層的符号化 (第 2 ステージ以降) において、直流を含む比較的低位の変換係数から、ブロック歪が除去された補間画像を生成する手法について検討し、その画質改善効果をシミュレーション実験により確認した。



## 第6章 シーケンシャル表示における応用 —帯域保存フィルタ—

### 6.1 まえがき

動画像符号化の国際標準方式には、シーケンシャルな表示が用いられている。この表示では、DCTのすべての変換係数がジグザグ状に量子化され伝送されるが、量子化が粗い場合に発生するブロック歪が問題となる。このため、受信側にポスト（後置）フィルタを設け、復号画像の歪成分を除去する試みが行われている<sup>(88)-(90)</sup>。

しかし、従来の手法では伝送された周波数成分が必ずしも表示されるとは限らず、空間解像度が犠牲となる場合があった。本章では、シーケンシャル表示における応用として、DCTの変換係数と空間周波数の関係に基づき、表示画像の解像度を保存しながらブロック歪を効率的に除去する帯域保存フィルタを提案する。この方式はフィルタバンク<sup>(91)-(93)</sup>の一手法であるWeighted overlap-add method<sup>(94)</sup>を2次元に拡張したものである。すなわち、2次元のAnalysis windowを用いてブロックを包含する画像を切り出し、伝送された周波数帯域を保存するフィルタを適用した後、処理結果を加算して表示画像とする手法<sup>(95)-(97)</sup>である。

本章の構成を図6.1に示す。はじめに、伝送されるDCT係数に対応する空間周波数スペクトルについて解析し、これを保存するフィルタの構成法を示す。次に、適応的なフィルタを実現する3つの手法（①DFT法、②DCT法、③近似手法）について述べる。最後に、画質、パワースペクトル、演算量およびSN比に関する特性評価を行い、本手法の有効性を明らかにする。

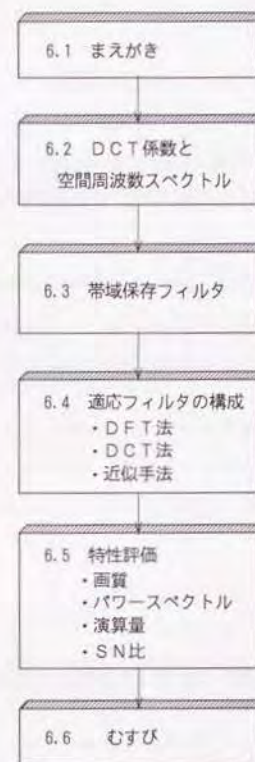


図6.1 第6章の構成

## 6.2 DCT係数と空間周波数スペクトル

伝送されるDCT係数と、これに対応する空間周波数スペクトルの関係について述べる。

### 6.2.1 拡張画像のスペクトル

3.2.1で示したように、DCT ( $n \times n$ ) の変換係数  $C_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, \dots, n$ ) は、 $2n$  を基本周期とするコサインの曲面 (垂直  $i-1$  次, 水平  $j-1$  次) に対応している。以下、この曲面を縦横倍の  $2n \times 2n$  画素に外挿した拡張画像 [E] について、そのスペクトルを検討する。

[E] の要素  $E_{km}$  ( $k, m = 1, 2, \dots, 2n$ ) は、 $2n$  を周期とするコサインとサインの曲面を用いて、次のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 E_{km} = & A_0 \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\
 & + A_1 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) \\
 & + A_2 \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\
 & + A_3 \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

ただし、

$$\alpha = \pi (i-1)(k-\frac{1}{2})/n \tag{6.2}$$

$$\beta = \pi (j-1)(m-\frac{1}{2})/n \tag{6.3}$$

ここで、 $A_0, A_1, A_2, A_3$  は定数 (実数) である。このとき、式(6.1)の各項について、次の関係が成立する。

$$\begin{pmatrix} \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\ j \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) \\ j \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\ -\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp[j(\alpha+\beta)] \\ \exp[j(\alpha-\beta)] \\ \exp[j(-\alpha+\beta)] \\ \exp[j(-\alpha-\beta)] \end{pmatrix} \tag{6.4}$$

右辺のマトリクスは4次のアダマール行列である。また、右辺のベクトルの各項は、表6.1に示す空間周波数スペクトル  $C^*_{km}$  ( $k, m = 1, 2, \dots, 2n$ ) の4項に対応している。(3.3.2を参照)

表6.1 空間周波数スペクトル

項	$C^*_{km}$	
	垂直の次数 $k$	水平の次数 $m$
$\exp[j(\alpha+\beta)]$	$i$	$j$
$\exp[j(\alpha-\beta)]$	$i$	$2n - j + 2$
$\exp[j(-\alpha+\beta)]$	$2n - i + 2$	$j$
$\exp[j(-\alpha-\beta)]$	$2n - i + 2$	$2n - j + 2$

以上の検討より、[E] のスペクトルは、ナイキスト周波数 ( $k = n+1, m = n+1$ ) について対称の位置にある  $C^*_{km}$  の4項を用いて表せることがわかる。

(この検討結果は、6.4.1のDFTによる帯域制限の手法で用いる。)

### 6.2.2 表示すべき空間周波数

図2.7で示したように、DCTの変換係数は空間周波数の低い方から高い方へとジグザグ状に量子化され、伝送される。一般の自然画では、変換係数の絶対値は高次ほど小さくなる傾向がある。したがって、量子化が粗い場合、ある変換係数から最終係数まで0値が連続する確率が高い。(図2.5参照)

一方の受信側では、直流から最高次の非零の係数までが、伝送された有効な係数 (表示すべき空間周波数) と考えられる。したがって、歪を除去する過程で、これらの有効係数に対応する周波数成分を保存する必要がある。



### 6.3 帯域保存フィルタの提案

本節では、伝送された空間周波数成分を保存するフィルタの構成法について述べる。

#### 6.3.1 量子化誤差の推定

第2章の後半では、シーケンシャル表示におけるブロック歪の性質について検討した。その要点を整理すると、次のようになる。

- (1) 画像信号の統計的性質として、ブロック境界の隣接する画素間にも相関がある。
- (2) 各ブロック独立に、量子化誤差の値を0で近似する復号処理を行うため、ブロック境界に段差が生じ易い。
- (3) 量子化が粗いとき、隣接ブロックの情報を用いて0以外の量子化誤差の値をある程度推定することができる。

以下、図6.2と図6.3を用い、量子化が粗い場合の推定の可能性について補足する。図6.2の記号●(実線)は通常の復号画像、すなわち量子化誤差を0とみなして復号した信号である。この場合、ブロック構造に起因する高調波成分が発生し易い。例えば、図6.3(a)のように、原画のパワースペクトル(点線で示す)と比較すると、高い周波数領域での歪成分が大きくなる。

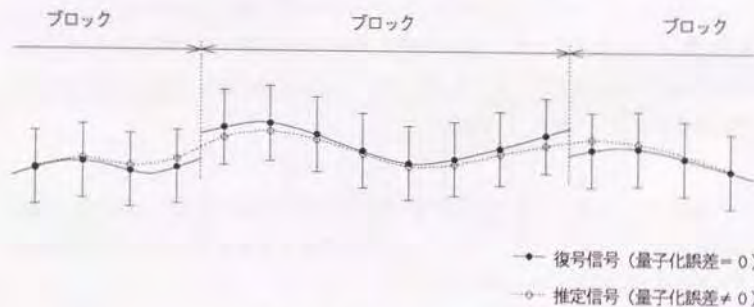
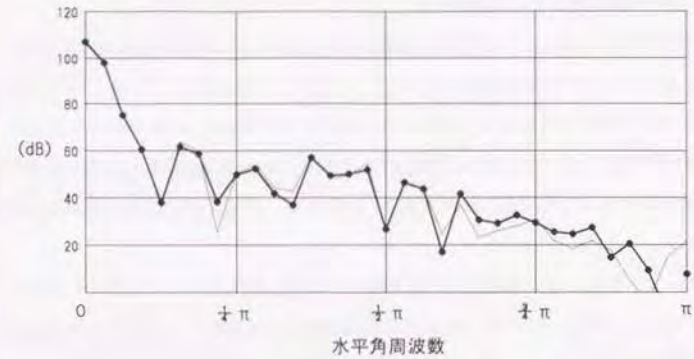


図6.2 量子化誤差の推定

パワー  
スペクトル



パワー  
スペクトル

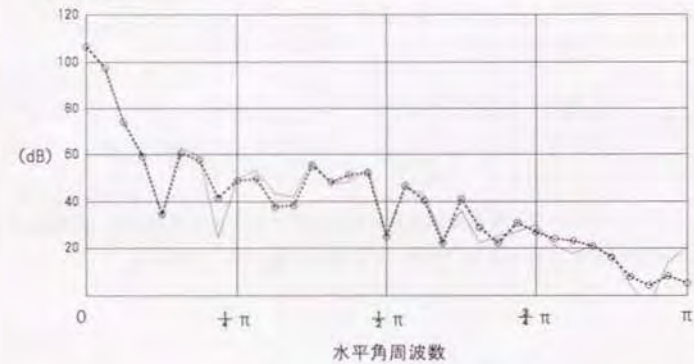


図6.3 パワースペクトルの比較  
(点線は原画のスペクトル)

一方、受信した隣接ブロックの情報を用いて、次の条件を満たす○（破線）のような信号を推定することができる。

- ・ ブロック境界で滑らかに接続する。
- ・ 個々のブロックに含まれる空間周波数成分が自然な形で保存される。

これらの条件が満たされるとき、推定信号のスペクトルは図 6.3 (b) のようになる。通常の復号画像のスペクトルに比べ、推定信号のスペクトルの方が自然な分布となり、原画（点線で示す）により近い波形が得られる。すなわち、原画に対する S/N 比が向上する可能性がある。

また、ブロックの境界で滑らかに接続する信号を求める操作では、以下の 2 つの項目を考慮する必要がある。

- ・ ブロック境界に近い画素ほど、隣接するブロックの情報の影響を強く受ける。
- ・ 量子化ステップサイズが小さいとき、推定した信号と復号信号が一致する。

すなわち、ブロック構造や画素の位置に依存するフィルタ処理と、特定の空間周波数を保存するアダプティブな処理が必要となり、これらを融合させた Overlap-add method<sup>(\*)</sup> が有効な手法となる。この手法は、2次元ウィンドウを用いてブロックを包含する画像を切り出し、6.2.2 で示した空間周波数成分を保存するフィルタを施した後、処理結果を加算して処理画像とする方式である。以下、その実現方法について述べる。

### 6.3.2 手順

各ブロックに対する基本的な手順は次のようになる。

- ① 2次元の Analysis window を用いて、ブロックを包含する画像を切り出す。
- ② 伝送された DCT の変換係数から表示すべき空間周波数を求め、この帯域を保存するフィルタを適用する。
- ③ ②の出力に Synthesis window をかけ、その結果をブロック毎に加算して、表示画像とする。

①、③ に対する処理は、 $(N \times N)$  のマトリクス演算を用いて次のように表すことができる。

$$[G_A] = [W_A] \cdot [G] \cdot [W_A] \quad (6.5)$$

$$[G_S] = [W_S] \cdot [G_V] \cdot [W_S] \quad (6.6)$$

ここで、 $[G]$  はブロック壺を含む復号画像、 $[G_A]$  は Analysis window を用いて切り出した画像、 $[G_V]$  は  $[G_A]$  をフィルタ処理した画像、 $[G_S]$  は  $[G_V]$  に Synthesis window を乗じた画像である。なお、 $[G_S]$  をオーバーラップさせながら加算した結果を表示画像とする。 $[W_A]$  および  $[W_S]$  は、1次元の Analysis window と Synthesis window であり、以下に示す対角行列で表される。

$$[W_A] = \begin{pmatrix} W_{A1} & & 0 \\ & W_{A2} & \\ & & W_{AN} \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

$$[W_S] = \begin{pmatrix} W_{S1} & & 0 \\ & W_{S2} & \\ & & W_{SN} \end{pmatrix} \quad (6.8)$$



図6.4 に、本フィルタの構成を示す。

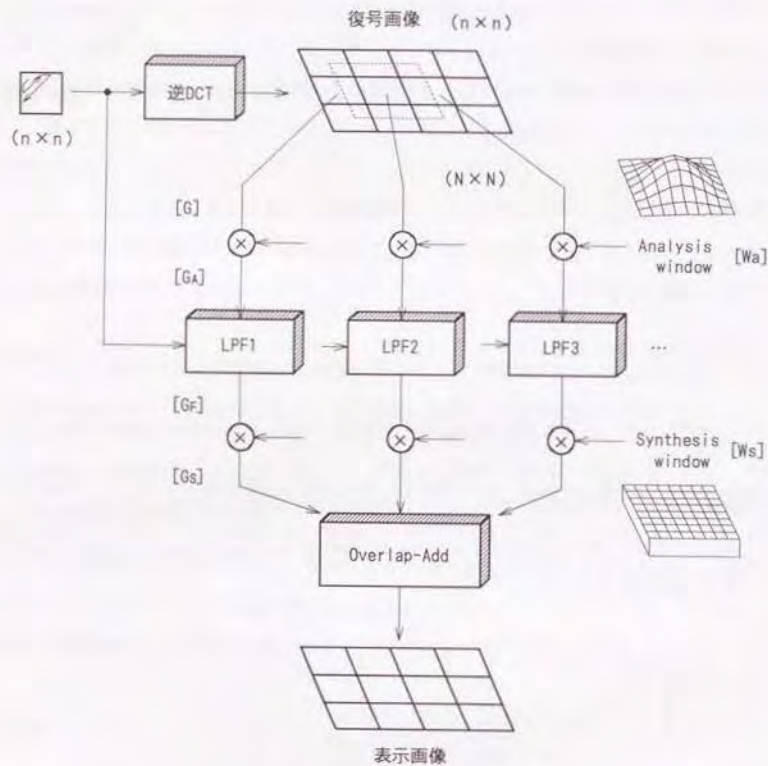


図6.4 帯域保存フィルタの構成

### 6.3.3 2次元ウィンドウ

2次元ウィンドウは、次の条件を満たす必要がある。

- (1) 滑らかな形状をもち、ブロック中央における値は1、両端で0となる。
  - (2) Analysis window と Synthesis window の積をブロック毎に加算したとき、各画素の値がすべて1となる。
- (1) は次に行う帯域制限のための、(2) は帯域制限しない場合に、復号画像がそのまま再生されるための条件である。

以上の条件を満たすウィンドウ（1次元）として、表6.2 に示す組み合わせがある。ここで、 $i$  は位置に関するパラメータ ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) であり、ウィンドウの大きさ  $N$  はブロックサイズ  $n$  の2倍に設定する ( $N = 2n$ )。

表6.2 ウィンドウの組み合わせ

組み合わせ	Analysis window : $W_a$	Synthesis window : $W_s$
方式 (1)	Hanning	Rectangular
	$\frac{1}{2} (1 + \cos[2\pi (i - \frac{1}{2}(N+1))/N])$	1
方式 (2)	Cosine	Cosine
	$\cos[\pi (i - \frac{1}{2}(N+1))/N]$	$\cos[\pi (i - \frac{1}{2}(N+1))/N]$

なお, Analysis window と Synthesis window の積  $W_a \times W_s$  は, 方式(1),(2)について同じ値 ( $=\frac{1}{2} \{1 + \cos[2\pi(i-\frac{1}{2}(N+1))/N]\}$ ) となる。

Hanning および Cosine の window の 2次元形状 ( $N = 16$ ) を, 図 6.5 に示す。

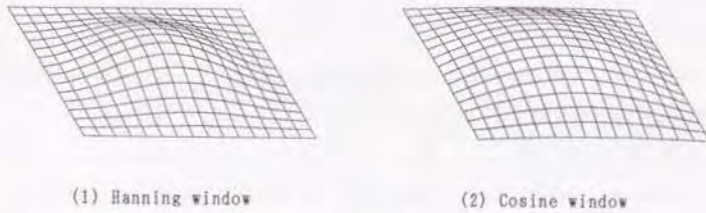


図 6.5 2次元ウィンドウ

次節で述べる帯域制限は, Analysis window の形状に大きく依存する。とくに, Cosine window の周期は  $2N$  となり, 周期  $N$  の DFT では高調波成分が発生するため, 急峻なフィルタ特性が実現しにくい (3.3.3 参照)。

一方の Hanning window (周期  $N$ ) は DFT を用いた帯域制限にも適合し, Synthesis window も不要となる。

以上の理由により, 本検討では Hanning window を用いた (1) の方式を使用する。すなわち ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) として次のように定める。

$$W_a = \frac{1}{2} \{1 + \cos[2\pi(i-\frac{1}{2}(N+1))/N]\} \quad (6.9)$$

$$W_s = 1 \quad (6.10)$$

## 6.4 適応フィルタの構成

本節では, 6.3.2 の手順②で用いる適応フィルタの構成法について述べる。帯域制限を行うフィルタの手法を大別すると, 次の 2 つがある。

- (a) 切り出した画像を DFT (DCT) し, 変換係数領域で帯域制限した後, 逆 DFT (逆 DCT) を行う。
- (b) 伝送帯域を通過域とする 2次元フィルタのインパルス応答を求め, 切り出した画像との線状たたみ込みにより計算する。

一般には (a) と (b) の処理結果は等しくない。しかし, ウィンドウを用いた場合, 画像の端の影響が抑えられるため, その差は小さい<sup>\*)</sup>。また (b) のたたみ込みの手法では, 急峻な特性を実現する場合のカーネルサイズが大きくなり, 演算量が増加するという欠点がある。

このため, 本検討では DFT (DCT) による (a) の手法を用いる。

### 6.4.1 DFTによる帯域制限

#### (1) 手順

DFT を用いた帯域制限の手順を以下に示す。

- ① ウィンドウにより切り出した画像  $[G_a]$  を DFT し, 空間周波数スペクトル  $[C^*]$  を求める。
- ②  $[C^*]$  の各係数に対し, 通過域と阻止域を設定して,  $[C^*_p]$  とする。
- ③  $[C^*_p]$  を逆 DFT して処理画像  $[G_p]$  とする。

なお, ①, ③ に対する処理は次式で表される。



$$[C^*] = [W] \cdot [G_A] \cdot [W] \quad (6.11)$$

$$[G_P] = [W] \cdot [C^*] \cdot [W] \quad (6.12)$$

ここで、 $[C^*]$  は  $[C^*]$  を帯域制限した複素マトリクス、 $[W]$  は  $(N \times N)$   $[=(2n \times 2n)]$  の DFT マトリクスである。

## (2) 通過域及び阻止域

手順②の  $[C^*]$  について、通過域と阻止域を設定する。

ジグザグスキャンにより DCT の変換係数を伝送したとき、表示すべき有効係数は、図 6.6 (a) の三角形の領域で表される。ただし、 $i, j$  は伝送された有効係数の最高次数である。これらの係数に対応する空間周波数スペクトルは、6.2.1 で示した対称性により、同図 (b) のハッチング領域（通過域）に相当する。一方の阻止域は、ひし形の部分となる。（ $n \times n$  の DCT と、 $2n \times 2n$  の DFT における基底の周期は等しく、空間周波数の次数は 1:1 に対応する。）

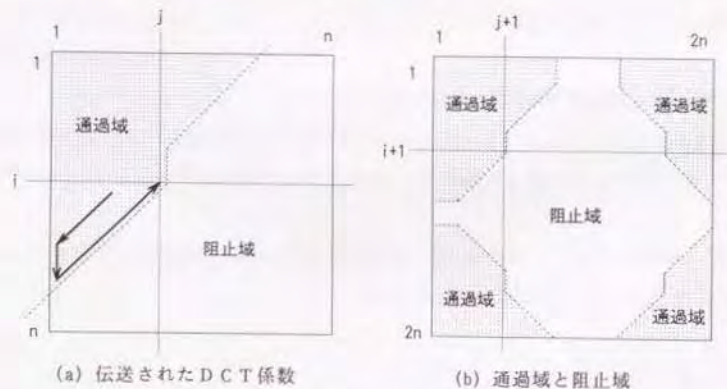


図 6.6 DFT による帯域制限

なお通過域の範囲は、ウィンドウのため上下・左右に 1 係数分拡がっている。

以下、この通過域のシフトについて、1次元 Hanning window と DFT の関係を用いて説明する。

1次元信号  $g$  ( $1 \times N$ ) と  $[W_A]$  の積を求め、その周波数スペクトルを  $C$  とする。

$$\begin{aligned} C &= g \cdot [W_A] \cdot [W] \\ &= \frac{1}{2} g \cdot [W] + \frac{1}{2} g \cdot [W_+] + \frac{1}{2} g \cdot [W_-] \end{aligned} \quad (6.13)$$

ただし

$$\begin{aligned} W_{ij} &= 1/\sqrt{N} \cdot \exp[j2\pi(i-1)(j-\frac{1}{2})/N] \\ W_{+ij} &= 1/\sqrt{N} \cdot \exp[j2\pi i \cdot (j-\frac{1}{2})/N] \\ W_{-ij} &= 1/\sqrt{N} \cdot \exp[j2\pi(1-2)(j-\frac{1}{2})/N] \\ &(i, j = 1, 2, \dots, N) \end{aligned}$$

式(6.13)は本来のスペクトルと、次数が  $\pm 1$  シフトしたスペクトルの荷重加算（たみ込み）の形となることを示している。したがって、伝送された DCT の有効係数に対し、水平・垂直ともに  $\pm 1$  次シフトした成分までを通過域、それ以外のひし形の部分を阻止域とする。

### 6.4.2 DCTによる帯域制限

#### (1) 手順

DCTについても、DFTと同様の手順となる。ただし、DFTは複素の処理であるのに対し、DCTでは実数の演算となる。前項の①、③に対する処理を次に示す。

$$[C] = [T] \cdot [G_s] \cdot [T] \quad (6.14)$$

$$[G_r] = [T] \cdot [C_r] \cdot [T] \quad (6.15)$$

ここで、 $[C_r]$  は  $[C]$  を帯域制限したマトリクス、 $[T]$  は  $(N \times N) [= (2n \times 2n)]$  のDCTマトリクスである。

#### (2) 通過域及び阻止域

手順②の通過域と阻止域について図6.7を用いて解説する。

この場合、伝送されたDCTの有効係数に対し、水平・垂直ともに2倍し、さらに2係数分拡張した3角形の領域を通過域とし、それ以外を阻止域に設定する。

( $n \times n$  のDCTと、 $2n \times 2n$  のDCTの間で、絶対的な空間周波数に対する補正 1:2が必要となる。)

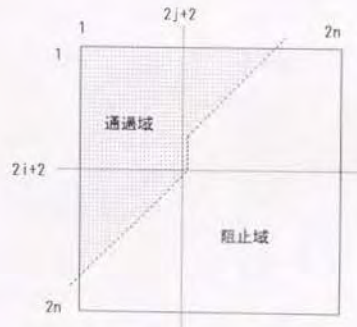


図6.7 DCTによる帯域制限

通過域の2係数分のシフトは、次の関係より明らかである。

$$\begin{aligned} {}^1C &= {}^1g \cdot [W_s] \cdot [T] \\ &= \frac{1}{2} {}^1g \cdot [T] - \frac{1}{2} {}^1g \cdot [T_+] - \frac{1}{2} {}^1g \cdot [T_-] \end{aligned} \quad (6.16)$$

ただし

$$T_{ij} = \sqrt{2/N} \cdot K_i \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/N]$$

$$T_{+,ij} = \sqrt{2/N} \cdot K_i \cdot \cos[(i+1)(j-\frac{1}{2})\pi/N]$$

$$T_{-,ij} = \sqrt{2/N} \cdot K_i \cdot \cos[(i-3)(j-\frac{1}{2})\pi/N]$$

$$(i, j = 1, 2, \dots, N)$$



### 6.4.3 近似手法

DCTを用いた帯域制限を、水平・垂直の分離形で近似することにより、演算量を低減する手法について述べる。

図6.7に示した三角領域を通過域とし、それ以外の部分を阻止域とする処理を、水平及び垂直の分離形で表すことはできない。しかし、一定の誤差を許容すれば、近似することができる。

水平及び垂直の帯域制限を行う対角行列を[R]として、次式が成立する。

$$[C_r] = [R] \cdot [C] \cdot [R] \quad (6.17)$$

$$[R] = \begin{pmatrix} r_1 & & & 0 \\ & r_2 & & \\ & & r_3 & \\ & & & \ddots \\ 0 & & & & r_N \end{pmatrix} \quad (6.18)$$

$$\begin{aligned} [G_s] &= [W_s] \cdot [T] \cdot [R] \cdot [T] \cdot [W_a] \cdot [G] \cdot [W_a] \cdot [T] \cdot [R] \cdot [T] \cdot [W_s] \\ &= \{ [W_s] \cdot [T] \cdot [R] \cdot [T] \cdot [W_a] \} \cdot [G] \cdot \{ [W_s] \cdot [T] \cdot [R] \cdot [T] \cdot [W_a] \} \end{aligned} \quad (6.19)$$

ここで、いくつかの[R]のパターンについて{}の値をあらかじめ求めておくことにより、大幅な演算量の低減と高速化を図ることができる。

なお、ウィンドウ両端の画素における値を0に設定することにより、帯域制限の実質的な画素数を減らすことができる。すなわち、次式で  $W_{a1} = W_{aN} = 0$  となるウィンドウを使用する。

$$W_{ai} = \frac{1}{2} - p \cdot \cos[2\pi \{i - \frac{1}{2}(N+1)\}/N] \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (6.20)$$

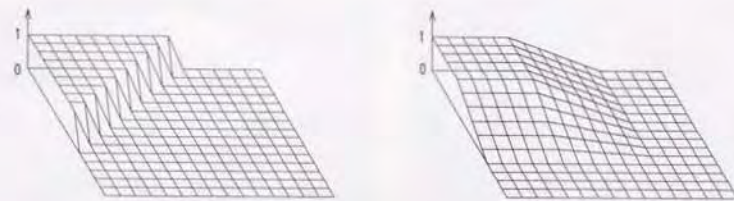
ただし  $p = \{2 \cos[\pi(N-1)/N]\}^{-1}$

1次元の通過域と阻止域の間を線形補間する場合、[R]の対角成分  $r_k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) を次のように定めることができる。ただし、図6.6(a)のように  $i, j$  を伝送された有効係数の最高次数とする。

$$r_k = \begin{cases} 1 & (k = 1, 2, \dots, v_1) \\ 1 - (k - v_1)/v_2 & (k = v_1 + 1, \dots, v_2 : v_1 < v_2) \\ 0 & (k = v_2 + 1, \dots, N : v_2 < N) \end{cases} \quad (6.21)$$

ただし、 $v_1 = \min(i+j+2, N)$ 、 $v_2 = \min(2v_1-1, N)$ である。

図6.8に  $N=16$ 、 $i=j=2$  における近似の程度を示す。なお、本近似手法の画質と演算量の低減効果については、次節で述べる。



(a) DCT法

(b) 近似手法

図6.8 近似手法による帯域制限

## 6.5 特性評価

### 6.5.1 画質評価

本項では、提案方式の画質改善効果について評価する。評価に用いた画像は SIDBA の Girl 及び Couple である。解像度は縦横  $256 \times 256$  画素, 256 階調 (8 bit) である。なお、処理前の復号画像 (ブロック歪を含む) は、ステップサイズを 64 とする線形量子化により生成した。

シミュレーション結果を図 6.9 及び図 6.10 に示す。(a) は処理前の画像, (b) は DFT, (c) は DCT, (d) は近似手法による処理画像である。いずれも歪成分が大幅に低減されており、解像度的にも十分な画質が得られている。また (b), (c), (d) の比較から明らかなように、近似による解像度の低下は認められない。



(a) 処理前



(b) DFT法



(c) DCT法



(d) 近似手法

図 6.9 帯域保存フィルタによる処理画像(1)

(SIDBA Girl, 0.46 bit/pel)





(a) 処理前



(b) DFT法



(c) DCT法



(d) 近似手法

図 6.10 帯域保存フィルタによる処理画像(2)

(SIDBA Couple, 0.42 bit/pel)

### 6.5.2 パワースペクトル

処理前後の差分信号は、フィルタにより除去された歪成分と考えられる。以下、この差分信号のパワースペクトルについて検討する。

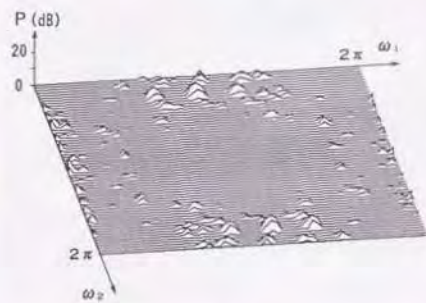
図 6.10 の(a)と(b), (c), (d)の差に対応するパワースペクトルを、図 6.11 に示す。また、原画と処理前の復号画像のスペクトルを、それぞれ図 6.12 (a), (b)に示す。これらは、水平角周波数 $\omega_1$ 、垂直角周波数 $\omega_2$ におけるパワー P (dB) を3次元表示したものである。画像サイズは 64×64 画素(中央付近)であり、Hanning のウィンドウを使用した。なお、見やすさのため一定のレベルに達しない成分はすべて 0 dB として表示している。

図 6.11 (a), (b)では、フィルタにより除去された歪成分が、 $\pi/4$ を単位とする格子上の位置に現れている。

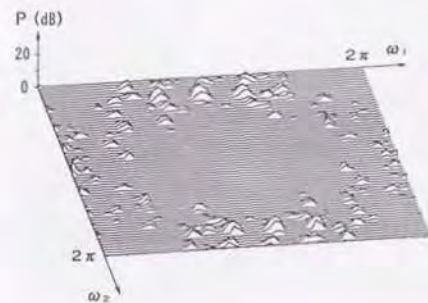
一方の近似手法(同図(c))では、周辺部(例えば $\omega_1 = \pi/2$ ,  $\omega_2 = \pi/16$ )に新たなピークが発生している。しかしながら、図 6.12 の対応する成分との間には 5 dB 以上の開きがあり、画質上の問題はない。

なお、参考までに一般的なローパスフィルタ(水平・垂直とも  $\pm, \pm, \pm$  のタップ係数)による処理結果を図 6.11 (d)に示す。図 6.12 (b)のスペクトルの一部が、ほぼそのままの形で表れており、解像度の低下をもたらしている。

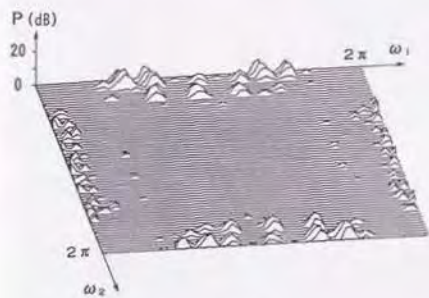




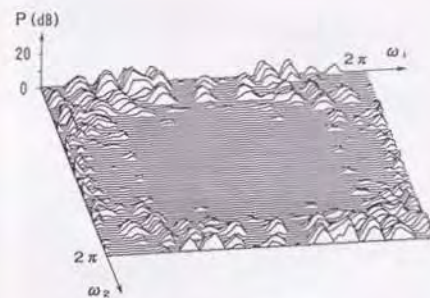
(a) DFT法



(b) DCT法

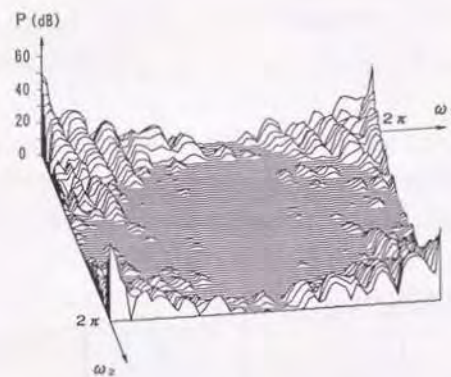


(c) 近似手法

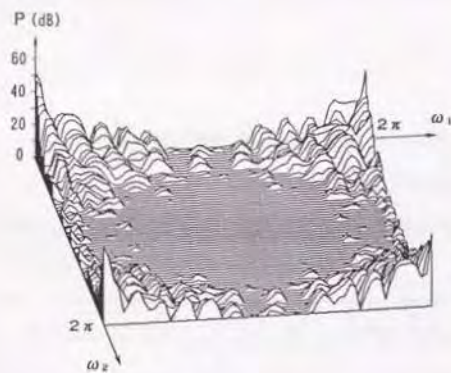


(d) 従来手法 (LPP)

図6.11 処理前後の差分信号に対応するパワースペクトル



(a) 原画



(b) 復号画像 (処理前)

図6.12 原画および復号画像のパワースペクトル



### 6.5.3 演算量の比較

検討した各手法の演算量について比較する。

1画素あたりの乗算数を整理すると、表6.3 のようになる。近似手法では従来の $\pi$ 以下に低減されている。

表6.3 演算量の比較

手法	乗算数 (画素当り)	数値例 (n=8)
DFT	$64n+4$	516
DCT	$32n+2$	258
近似手法	$\frac{16(n-1)^2}{n^2}$	85.75

### 6.5.4 SN比 (1) <sup>(6.8) - (7.8)</sup>

各手法の原画に対するSN比を表6.4 に示す。処理前の画像に比べ0.7~0.9 dB程度改善されており、本手法の有効性が示されている。

表6.4 SN比 (dB)

画像 \ 手法	処理前	DFT	DCT	近似手法
Girl (0.46bit/pel)	29.99 (±0)	30.75 (+0.76)	30.75 (+0.76)	30.87 (+0.88)
Couple (0.42bit/pel)	30.58 (±0)	31.29 (+0.71)	31.31 (+0.73)	31.34 (+0.76)

近似手法の値をDFT(DCT)と比較すると、わずかに向上している。すなわち、パワースペクトル(処理前の復号画像を基準とする)の値はDFT(DCT)より増加するが、原画との差分についてはむしろ減少する傾向が見られる。以下、この原因について考察する。

帯域制限は係数領域における一種のウィンドウ処理と考えられる。したがって、急峻なウィンドウを用いて帯域制限した場合、いわゆるGibbsの振動に相当する画像のリングングが発生し、SN比を劣化させる要因となる。

すなわち、緩やかな帯域制限を行う近似手法の方が、画像信号のリングングが少なく、量子化前のDCT係数の傾向(高次に向かって減衰する)を、確率的によく表していると考えられる。

なお、図6.6(図6.7)で示したDFT(DCT)の帯域制限を、より緩やかな特性とすることにより、近似手法程度のSN比が得られることを確認している。

### 6.5.5 SN比 (2) <sup>(11)</sup>

これまでの検討では、あくまで受信側の処理に限定し、原画は未知であるとした。しかしながら、原画の統計的性質が既知である場合には、SN比を一段と向上させることができる。以下、その具体的な改善手法について検討する。

6.4.3で述べた近似手法(線形補間)を拡張し、[R]の要素 $r_k$ を以下に示す一次式で表すことができる。このとき、原画に対するSN比が最大となるよう、パラメータ

$\alpha, \beta, \gamma$ を最適化する。ここで、 $(k = 1, 2, \dots, N)$ であり、 $i, j$ を伝送された有効係数の最大次数とする。

$$v = 1 - \alpha [k - \beta (i+j) - \gamma] \quad (6.22)$$

$$r_k = \begin{cases} 1 & (1 < v) \\ v & (0 \leq v \leq 1) \\ 0 & (v < 0) \end{cases} \quad (6.23)$$

図6.13に、本手法によるSN比を示す。0.4~1.2 dBの改善が得られており、その効果は低いレートほど顕著となる。

なお、パラメータの最適値として  $\alpha = 1.55$ 、 $\beta = 2.1$ 、 $\gamma = 2.1$  が得られたが、これらの係数感度は低く、実用的にも十分な結果となっている。

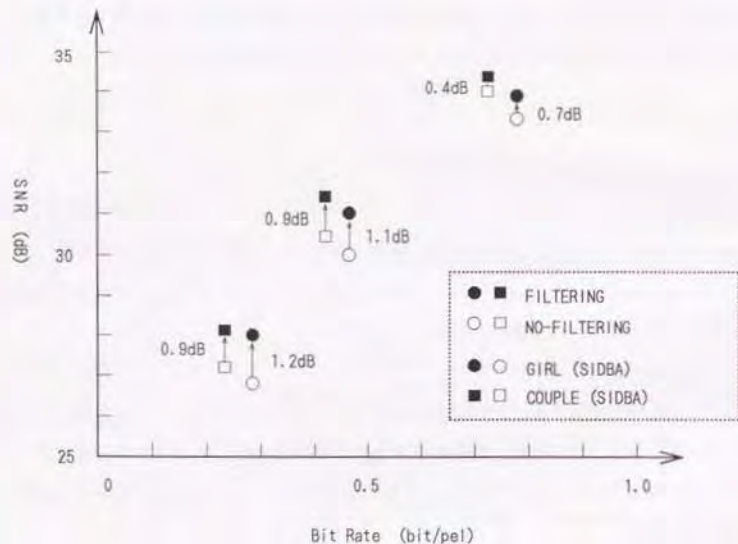


図6.13 最適化手法におけるSN比

最後に、今後の検討課題について整理する。

本章で検討した手法は、広義のスペクトル推定<sup>(72)-(74)</sup>と考えられ、これらの手法を導入することも可能である。例えば、原画との平均2乗誤差を最小とするフィルタとして、ウィーナフィルタ<sup>(72)(74)</sup>がある。しかし、このウィーナフィルタを本手法に適用するには、以下の問題点がある。

- (1) Analysis window を用いて切り出した画像について、[R]の各要素を最適化することは可能である。しかし、Overlap-addした表示画像におけるSN比は必ずしも最適化されるとは限らない。
- (2) 伝送されたDCT係数のパターンに応じて、[R]を最適化する必要がある。したがって、このパターンの分類方法や、最適化に用いる画像の選定法が問題となる。

このように、ウィーナフィルタを適用するには、いくつかの課題を解決する必要があるが、その検討値は高いと思われる。さらに、本手法をフレーム符号化のループ内フィルタに応用することも考えられる。これらの課題については、今後の検討を要する。

## 6.6 むすび

DCT係数と空間周波数スペクトルの関係に基づき、伝送された周波数成分を保存する帯域保存フィルタを提案した。画像を切り出すウィンドウに2次元Hanning windowを用い、DFTとDCTによる帯域制限の手法を明らかにした。また、これらの演算量を以下に低減する近似手法について検討した。

さらに、標準画像を用いたシミュレーション実験を行ない、画質と2次元パワースペクトル、SN比を比較・検討した。その結果、空間解像度を保存しながら、ブロック歪を効率的に除去できることを確認した。本手法によるSN比の改善は、0.4~1.2 dBである。



## 第7章 拡張DCTとしての応用 —対称性DCT・DST方式—

### 7.1 まえがき

第2章で述べたように、直交変換の中でDCTはKL変換に次いで高い符号化特性をもつと言われている。しかしながら、より詳細に検討すると、DCTにとって有利な画像とそうではない画像が存在する。本章では、拡張DCTとしての応用と題し、このようなDCTの問題点を明らかにし、その特性を改善する対称性DCT・DST方式<sup>(1)(2)</sup>を提案する。この方式は、縦横2ブロック(計4ブロック)からなるマクロブロックについて、水平・垂直方向の偶・奇対称性に基く4成分に分離し、偶対称成分にはDCT、奇対称成分には離散サイン変換(DST: Discrete Sine Transform)を適用する手法である。

図7.1に本章の構成を示す。はじめに、DCTの問題点を解析し、DSTの定義とその特性について検討する。次に、対称性DCT・DST方式の構成法とDFTとの相違点について述べる。最後に、シミュレーション実験を用いて、符号化効率、画質及び演算量を評価し、提案方式の有効性を明かにする。

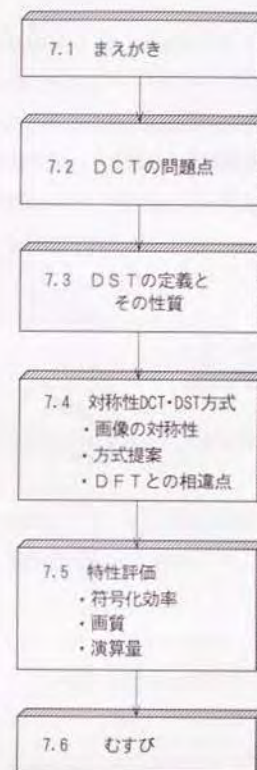
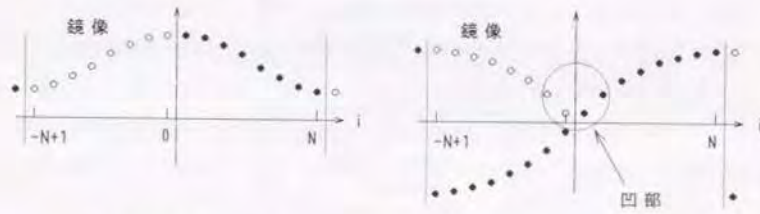


図7.1 第7章の構成

## 7.2 DCTの問題点

DCTは与えられた  $N$ 個の数列  $X(i)$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ )から、図7.2 (a)に示す鏡像を用いて、周期  $2N$  の偶対称数列  $X_e(i)$  ( $i = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N$ )を生成し、これを離散フーリエ変換したときのコサイン(実部)の係数に等価である。このような偶対称数列への拡張により、各周期の境界部における連続性が保証され、変換係数に対する電力の集中度が向上する。(3.3.3参照)



(a)偶対称数列  $X_e(i)$

(b)奇対称数列  $X_o(i)$

図7.2 鏡像による偶関数化

一方、任意の関数列  $X(i)$  ( $i = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N$ )は、 $i = \frac{1}{2}$ を対称軸とする偶対称数列  $X_e(i)$ と奇対称数列  $X_o(i)$ の和で表すことができる。

すなわち、次式が成立する。(ただし、 $i = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N$ )

$$X(i) = X_e(i) + X_o(i) \quad (7.1)$$

このとき、( $i = 1, 2, \dots, N$ )として次の関係が成立する。

$$X_e(i) = X_e(-i+1) \quad (7.2)$$

$$X_o(i) = -X_o(-i+1) \quad (7.3)$$

$$\begin{pmatrix} X_e(i) \\ X_o(i) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1, 1 \\ 1, -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X(i) \\ X(-i+1) \end{pmatrix} \quad (7.4)$$

これらの関数列の対称性とDCTの関係について整理すると、次のようになる。

- (1) 偶対称成分  $X_e(i)$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ )は、DCTの仮定が成立しており、ほぼ理想的な変換となる。
- (2) 奇対称成分  $X_o(i)$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ )は、鏡像により図7.2 (b)のような偶対称数列とみなされる。したがって、本来低い周波数成分を有する奇対称数列であっても、対称軸付近の凹(凸)部の影響により、コサインの高調波成分が発生する。  
(この成分は、符号化効率の低下をもたらす。)

以下、(2)の高調波成分について定量的な検討を行う。

解析の条件を次に示す。

- (a) 任意の奇関数は、サインの重ね合せで表すことができる。そこで、次数  $k$ のサイン関数について検討する。
- (b) 簡単化のため、周期  $D$ の連続系として上記関数を偶関数化し、これをフーリエ級数展開した場合の係数で評価する。

求めたコサインの係数  $a_n$  ( $n = 0, 1, \dots, N-1$ )を以下に示す。なお、偶関数化のためサインの係数  $b_n = 0$ となる。

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{D} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin(-2\pi kx/D) \cdot \cos(2\pi nx/D) dx \\ &\quad + \frac{2}{D} \int_{\pi/2}^{\pi} \sin(2\pi kx/D) \cdot \cos(2\pi nx/D) dx \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(kx') \cdot \cos(nx') dx' \end{aligned}$$



$$a_n = \begin{cases} \{1 - \cos[(k+n)\pi]\} / (k+n)\pi & (k=n) \\ \{1 - \cos[(k+n)\pi]\} / (k+n)\pi \\ + \{1 - \cos[(k-n)\pi]\} / (k-n)\pi & (k \neq n) \end{cases} \quad (7.5)$$

例えば  $k = \pm 1, 2$  のとき,  $a_n$  は表 7.1 のようになる.

表 7.1 サイン関数 (次数  $k$ ) に対応するフーリエ係数  $a_n$

$k$	$a_n$ ( $n = 1, 2, \dots, N$ )
$\pm$	$-1 / [\pi (n^2 - \pm)]$
1	0 ( $n$ : odd)
	$-4 / [\pi (n^2 - 1)]$ ( $n$ : even)
2	$-8 / [\pi (n^2 - 4)]$ ( $n$ : odd)
	0 ( $n$ : even)

このように, 低い周波数成分をもつ奇関数を DCT すると, コサインの高調波成分が発生し, その絶対値はほぼ次数  $n$  の 2 乗に反比例する.

### 7.3 DST の定義とその特性

#### 7.3.1 DST の定義

DCT と異なり, DST では基底ベクトルを構成する奇対称数列の周期が一義的に定まらない. このため, 以下に示すようにいくつかの定義が生まれる. (7.7) - (7.9)

定義 1:

$$S_{ij} = K_i \cdot \sqrt{2/N} \cdot \sin[i(j-\frac{1}{2})\pi/N] \quad (7.6)$$

( $i, j = 1, 2, \dots, N$ )

$i = N$  のとき  $K_i = 1/\sqrt{2}$

$i \neq N$  のとき  $K_i = 1$

定義 2:

$$S_{ij} = \sqrt{2/(N+1)} \cdot \sin[i \cdot j \pi / (N+1)] \quad (7.7)$$

( $i, j = 1, 2, \dots, N$ )

定義 3:

$$S_{ij} = \sqrt{2/N} \cdot \sin[(i-\frac{1}{2})(j-\frac{1}{2})\pi/N] \quad (7.8)$$

( $i, j = 1, 2, \dots, N$ )

ここで,  $i$  は基底ベクトル (サイン関数) の次数,  $j$  は画素の位置に対応するパラメータである. DST の基底ベクトル ( $N=8$ ) を, 図 7.3 に示す. なお, 定義 1, 2, 3 の基底ベクトルの基本周期は, それぞれ  $2N, 2(N+1), 4N$  となる.

本論文では定義 3 の DST を使用する. その理由については次節で述べる.

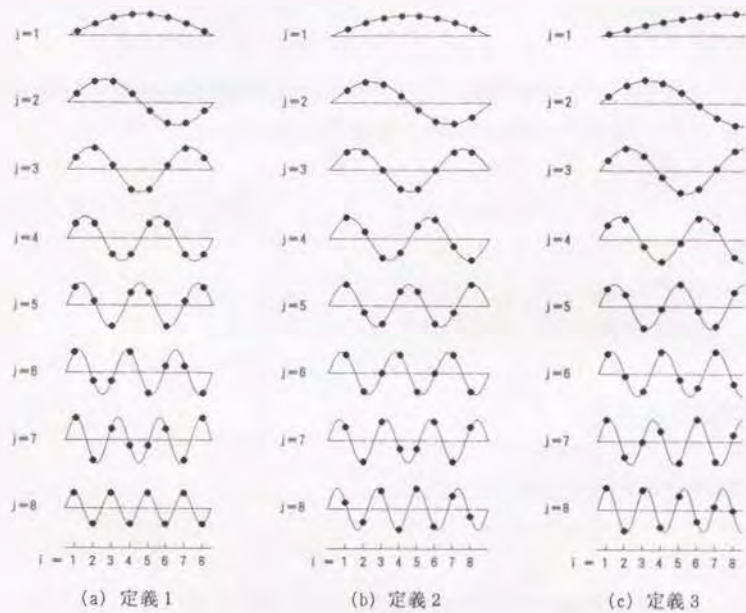


図7.3 DSTの基底ベクトル (N=8)

### 7.3.2 DSTの特性

DCTと同じくDSTも原関数の周期性が仮定されている。このためDSTでも、各周期の境界部に不連続が生じる可能性があり、DFTと同様、高調波成分の発生という問題をはらんでいる。

例えば、前節の定義1, 2のDSTでは、基底ベクトルの周期がそれぞれ  $2N$  と  $2(N+1)$  であり、ブロックの両端はサイン関数の節に対応する。すなわちDCTや定義3のDSTに見られる単純な右上り(右下り)の基底が存在せず、一般的な画像に多く含まれるこれらの成分は、高調波成分の重ね合せとして表される。

なお定義3のDSTでは、図7.4に示すように原関数からその4倍の周期の奇関数が生成されており、上記の問題点は解決されている。

以下、この定義3のDSTの特性について解析する。なお、DCTと同一の条件で、次数が  $k$  のサイン関数をフーリエ級数展開した場合のフーリエ係数  $b_n$  ( $n = 1, 2, \dots, 2N-1$ ) を求める。なお、奇関数化によりコサインの係数  $a_n = 0$  となる。

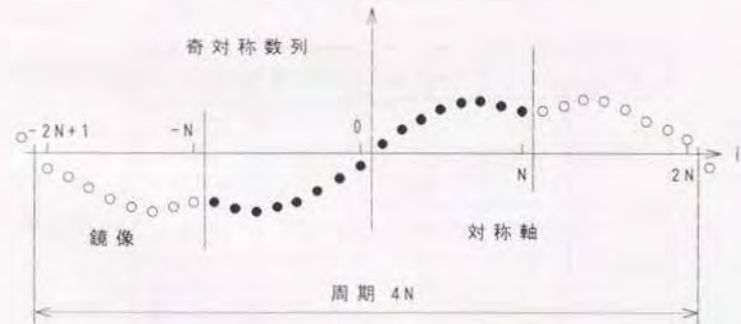


図7.4 奇対称数列と鏡像による周期性



$$b_n = \frac{2}{D} \int_{0/D}^{n/D} \sin(2\pi kx/D) \cdot \sin(\pi nx/D) dx$$

$$+ \frac{2}{D} \int_{n/D}^{2n/D} \sin[2\pi k(D-x)/D] \cdot \sin(\pi nx/D) dx$$

$$= \begin{cases} [1 - \cos(2\pi k)] / 2 & (2k = n) \\ 8k \cdot \cos(k\pi) \cdot \sin(n\pi/2) / (n^2 - 4k^2)\pi & (2k \neq n) \end{cases} \quad (7.9)$$

上式から明らかなように、 $n$  が偶数のとき  $b_n = 0$  となる。すなわち、式(7.9)のDSTの周期はDCTの倍であり、 $2N$ の線スペクトルに変換されるが、偶数次が0となって最終的に  $N$ 個の係数に変換される。

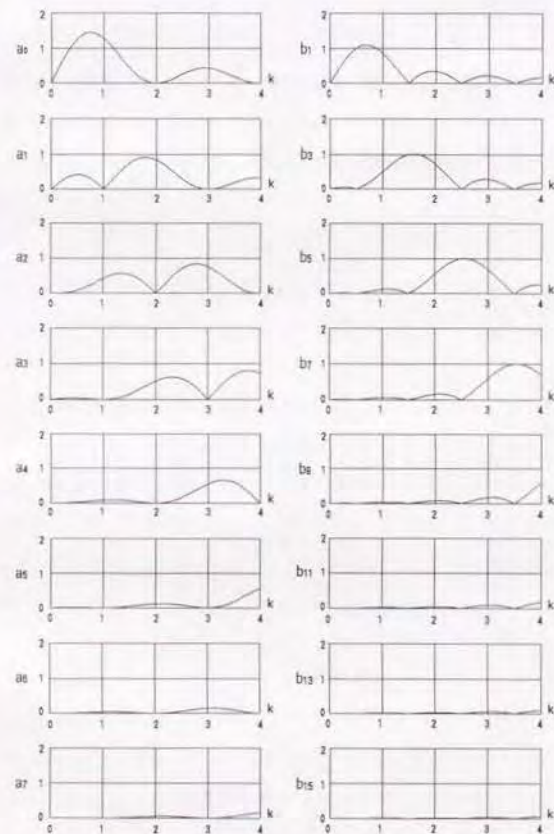
例えば  $k = \frac{1}{4}, 1, 2$  における係数  $b_n$  は、表7.2 のようになる。

表7.2 サイン関数(次数  $k$ ) に対応するフーリエ係数  $b_n$ 。

$k$	$b_n \quad (n = 1, 2, \dots, 2N-1)$
$\frac{1}{4}$	1 <span style="float: right;">(<math>n=1</math>)</span>
	0 <span style="float: right;">(<math>n \neq 1</math>)</span>
1	$-8 \cdot \sin(n\pi/2) / [\pi(n^2-4)]$ <span style="float: right;">(<math>n</math>: odd)</span>
	0 <span style="float: right;">(<math>n</math>: even)</span>
2	$16 \cdot \sin(n\pi/2) / [\pi(n^2-16)]$ <span style="float: right;">(<math>n</math>: odd)</span>
	0 <span style="float: right;">(<math>n</math>: even)</span>

これらのフーリエ係数  $a_n, b_n$  の絶対値と、入力となるサイン関数の次数  $k$  との関係を整理すると、図7.5 のようになる。とくに  $k$  が  $\frac{1}{4}$  以下のとき、 $b_n$  の高調波成分が  $a_n$  より低減されている。

以上の検討から、低い周波数成分で大きな電力をもつ一般的な画像において、その奇対称成分はDCTよりDSTの方が適していると考えられる。



(a) DCT (b) DST

図7.5 フーリエ係数  $a_n, b_n$  の比較

## 7.4 対称性DCT・DST方式の提案

本節では、縦横2ブロックからなるマクロブロックにおいて、水平・垂直方向の偶対称成分と奇対称成分に分離し、偶対称成分にはDCT、奇対称成分にはDSTを適用する手法について述べる。

### 7.4.1 画像の対称性

1ブロックが $N \times N$ 画素のとき、縦・横2ブロック（ $2N \times 2N$ 画素）からなるマクロブロック $D(i, j)$  ( $i, j = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N$ ) を図7.6のように定義する。

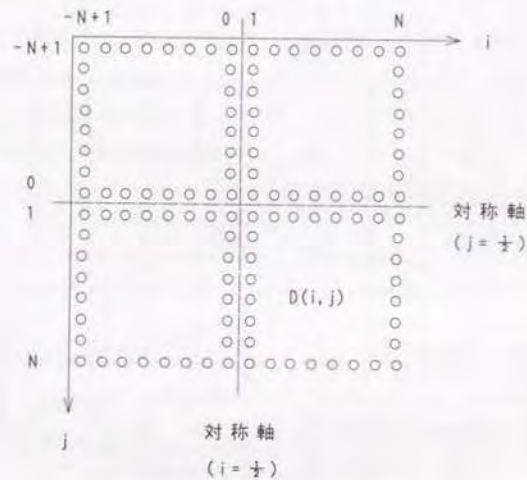


図7.6 マクロブロックと対称軸

このとき、対称軸は $i=0, j=0$ となり、2次元の任意の実数列を、表7.3に示すような水平・垂直方向の偶対称成分と奇対称成分の和で表すことができる。

表7.3 2次元数列の偶対称・奇対称成分

		水平	
		偶対称成分	奇対称成分
垂 直	偶対称成分	$Ge_e(i, j)$	$Go_e(i, j)$
	奇対称成分	$Ge_o(i, j)$	$Go_o(i, j)$

これらの4成分 $Ge_e, Go_e, Ge_o, Go_o$ について次の関係式が成り立つ。

#### (1) 水平方向

$$Ge_e(i, j) = Ge_e(-i+1, j) \quad (7.10)$$

$$Go_e(i, j) = -Go_e(-i+1, j) \quad (7.11)$$

$$Ge_o(i, j) = Ge_o(-i+1, j) \quad (7.12)$$

$$Go_o(i, j) = -Go_o(-i+1, j) \quad (7.13)$$

$$(i = 1, 2, \dots, N)$$

$$(j = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N)$$

#### (2) 垂直方向

$$Ge_e(i, j) = Ge_e(i, -j+1) \quad (7.14)$$

$$Go_e(i, j) = Go_e(i, -j+1) \quad (7.15)$$

$$Ge_o(i, j) = -Ge_o(i, -j+1) \quad (7.16)$$

$$Go_o(i, j) = -Go_o(i, -j+1) \quad (7.17)$$

$$(i = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N)$$

$$(j = 1, 2, \dots, N)$$



ここで、 $(i, j = -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N)$  として次式が成立する。

$$D(i, j) = \text{Gee}(i, j) + \text{Goe}(i, j) + \text{Geo}(i, j) + \text{Goo}(i, j) \quad (7.18)$$

マトリクスを用いると、次のようになる。ただし  $(i, j = 1, 2, \dots, N)$  とする。

$$\begin{pmatrix} D(i, j) \\ D(-i+1, j) \\ D(i, -j+1) \\ D(-i+1, -j+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & 1 \\ 1, & -1, & 1, & -1 \\ 1, & 1, & -1, & -1 \\ 1, & -1, & -1, & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Gee}(i, j) \\ \text{Goe}(i, j) \\ \text{Geo}(i, j) \\ \text{Goo}(i, j) \end{pmatrix} \quad (7.19)$$

右辺のマトリクスには逆行列が存在し、次の関係式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} \text{Gee}(i, j) \\ \text{Goe}(i, j) \\ \text{Geo}(i, j) \\ \text{Goo}(i, j) \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & 1 \\ 1, & -1, & 1, & -1 \\ 1, & 1, & -1, & -1 \\ 1, & -1, & -1, & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D(i, j) \\ D(-i+1, j) \\ D(i, -j+1) \\ D(-i+1, -j+1) \end{pmatrix} \quad (7.20)$$

なお、右辺のマトリクスは4次のアダマール行列であり、逆行列はその $\frac{1}{4}$ に等しい。

#### 7.4.2 対称性DCT・DST方式

前節で示したように、原画像に含まれる奇対称成分については、DSTの適用により符号化効率が改善される可能性がある。そこで、偶・奇対称成分について、その方向性を考慮して、DCTとDSTを適用する手法（対称性DCT・DST方式）を提案する。

本手法では、上記4成分についてそれぞれ次のような変換を行う。

$$[\text{Cee}] = [\text{T}] \cdot [\text{Gee}] \cdot {}^t[\text{T}] \quad (7.21)$$

$$[\text{Coe}] = [\text{T}] \cdot [\text{Goe}] \cdot {}^t[\text{S}] \quad (7.22)$$

$$[\text{Ceo}] = [\text{S}] \cdot [\text{Geo}] \cdot {}^t[\text{T}] \quad (7.23)$$

$$[\text{Coo}] = [\text{S}] \cdot [\text{Goo}] \cdot {}^t[\text{S}] \quad (7.24)$$

ここで、DCTマトリクス $[\text{T}]$ 、およびDSTマトリクス $[\text{S}]$ は式(2.3)、式(7.8)で定義した $(N \times N)$ の変換マトリクスである。

このとき、逆変換は次のようになる。

$$[\text{Gee}] = [\text{T}]^{-1} \cdot [\text{Cee}] \cdot ({}^t[\text{T}])^{-1} \quad (7.25)$$

$$[\text{Goe}] = [\text{T}]^{-1} \cdot [\text{Coe}] \cdot ({}^t[\text{S}])^{-1} \quad (7.26)$$

$$[\text{Geo}] = [\text{S}]^{-1} \cdot [\text{Ceo}] \cdot ({}^t[\text{T}])^{-1} \quad (7.27)$$

$$[\text{Goo}] = [\text{S}]^{-1} \cdot [\text{Coo}] \cdot ({}^t[\text{S}])^{-1} \quad (7.28)$$

$[\text{T}]$ 、および $[\text{S}]$ はユニタリ行列であり、次のように簡略化される。

$$[\text{Gee}] = {}^t[\text{T}] \cdot [\text{Cee}] \cdot [\text{T}] \quad (7.29)$$

$$[\text{Goe}] = {}^t[\text{T}] \cdot [\text{Coe}] \cdot [\text{S}] \quad (7.30)$$

$$[\text{Geo}] = {}^t[\text{S}] \cdot [\text{Ceo}] \cdot [\text{T}] \quad (7.31)$$

$$[\text{Goo}] = {}^t[\text{S}] \cdot [\text{Coo}] \cdot [\text{S}] \quad (7.32)$$

以上の手法では、各成分に分離したのち変換の操作を行ったが、 $2N \times 2N$ の原画像 $[\text{D}]$ について、これらの分離と変換の操作を同時に実現することもできる。

$$\begin{pmatrix} [\text{Gee}] & [\text{Goe}] \\ [\text{Geo}] & [\text{Goo}] \end{pmatrix} = \frac{1}{4} [\text{Lij}] \cdot [\text{D}] \cdot [\text{Rij}] \quad (7.33)$$

ただし

$$[L_{ij}] = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ & \diagdown & & \diagup \\ & 1 & & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ & \diagup & & \diagdown \\ -1 & & & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (7.34)$$

$$[R_{ij}] = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ & \diagdown & & \diagup \\ & 1 & & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ & \diagup & & \diagdown \\ 1 & & & 1 \\ & \diagdown & & \diagup \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (7.35)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} [Cee], [Coe] \\ [Ceo], [Coo] \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} [T] & 0 \\ 0 & [S] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [Gee], [Goe] \\ [Geo], [Goo] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [T] & 0 \\ 0 & [S] \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{4} \cdot \begin{pmatrix} [T] & 0 \\ 0 & [S] \end{pmatrix} \cdot [L_{ij}] \cdot [D] \cdot [R_{ij}] \cdot \begin{pmatrix} [T] & 0 \\ 0 & [S] \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7.36)$$

[D] の左右のマトリクス ( $2N \times 2N$ ) は画像の内容に依存しないので、その積をあらかじめ計算しておくことにより、実質的な演算量を低減することができる。この手法は、偶・奇対称成分の分離と、DCT・DSTの処理を同時に実現するものであるが、分離と変換を独立に行う場合に比べ、1変換係数当りの乗算数は2倍になる。この演算量に関しては、次節で整理する。

なお、本手法をフレーム間符号化に適用することもできる。この場合、フレーム間の差分がきわめて小さい(無効)ブロックが混在することがある。例えば、マクロブロックの右半分が無効であるとする、左右の境界線上における信号レベルは0に近い。したがって、左半分の奇対称成分とみなしてDSTを適用し、Coe, Cooのみ伝送すればよい。垂直方向についても同様の考え方が成り立つ。

#### 7.4.3 DFTとの相違点

本手法とDFT ( $2N \times 2N$ ) との関係について述べる。主な相違点は、次の2点である。

##### (1) 基底ベクトルの周期

本手法の基底ベクトルの周期はDCTが  $2N$ 、DSTが  $4N$  であるのに対し、マクロブロックを対象とするDFTでは  $2N$  となる。

##### (2) 演算量

本手法の1画素当りの乗算数はDFTの半となる。詳しくは、7.5.3で整理する。

以下、(1)の基底ベクトルについて補足する。簡単化のため、1次元とする。式(2.3)のDCTに対応するDFTマトリクス  $[E_{ij}]$  を次に示す。なお、 $j$  は虚数単位である。

$$E_{ij} = 1/\sqrt{2/N} \cdot \exp[j(i-1)(j-1)\pi/N] \quad (i, j = 1, 2, \dots, 2N) \quad (7.37)$$



3.3.2で述べたように、DFTには、対称的な性質がある。例えば、 $[R_{ij}]$ を用いて実数列をDFTすると、その変換係数は $(N+1)$ 項(ナイキスト周波数に対応)を対称軸とする共役対称数列になる。すなわち、変換係数の実部は奇対称、虚部は偶対称数列となり、虚部の1項と実部の $(N+1)$ 項は0となる。この対称性により、実部： $N$ 、虚部： $N$ あわせて $2N$ の係数に変換される。また、DFTの双対性により、変換係数の実部と虚部は、それぞれ変換を施す実数列の偶対称成分と奇対称成分に対応する。

以上の検討より、DFTは次に示す $N$ 行 $N$ 列のマトリクス $[T'_{ij}]$ および、 $[S'_{ij}]$ を用いた一種のDCT・DST方式とみなせることがわかる。

$$T'_{ij} = 1/\sqrt{2/N} \cdot \cos[(i-1)(j-\frac{1}{2})\pi/N] \\ (i, j = 1, 2, \dots, N) \quad (7.38)$$

$$S'_{ij} = 1/\sqrt{2/N} \cdot \sin[i(j-\frac{1}{2})\pi/N] \\ (i, j = 1, 2, \dots, N) \quad (7.39)$$

しかし、基底ベクトルの基本周期は共に $2N$ であり、各周期の境界部における不連続性は解消されていない。

## 7.5 特性評価

### 7.5.1 符号化効率

本手法と従来手法、すなわちマクロブロック内の各ブロックにDCT(8×8)を適用した場合について、符号化特性を評価する。

図7.7に画素あたりの平均符号長(bit rate)とSN比との関係を示す。シミュレーションに用いた標準画像は、SIDBAのGirl, Couple, Moon Surface, Aerialの4種である。画素数は $256 \times 256$ であり、変換係数を線形量子化した後、エントロピーを計算した。なお、参考までにマクロブロックを直接DCT(16×16)した結果も併せて示す。

画像の種類により若干のばらつきがあるが、低いレート(0.3 bit/pel以下)で2dB程度の改善効果が得られている。また、0.6 bit/pelで1dB、1 bit/pelで0.5dB程度と、レートが高くなるにつれ従来手法との差が縮まる傾向にある。なお、(16×16)のDCTと比較すると若干の改善が見られる。この理由は、DCTが単一の変換であるのに対し、提案方式は4種の変換の組み合わせであり、これらの変換毎にエントロピーを計算したためと考えられる。

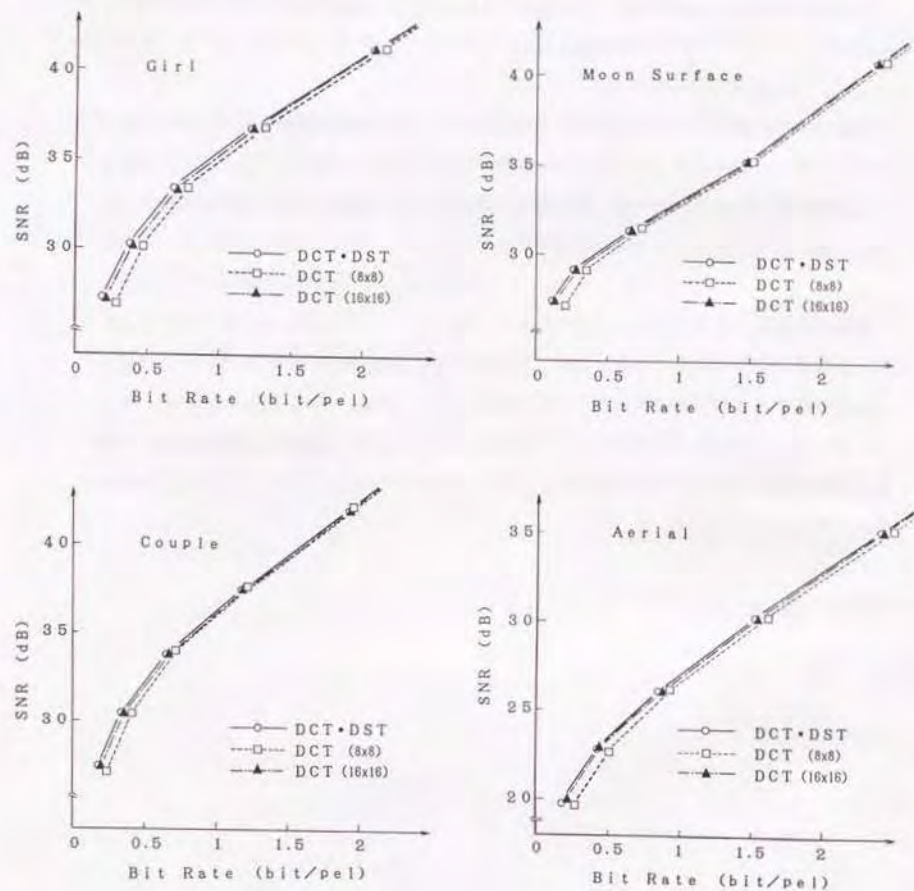


図7.7 符号化効率

### 7.5.2 画質評価

本方式による符号化効率の改善は、マクロブロック内のブロック間に残されている相関を利用したことによるものである。なお、マクロブロック内の段差成分（ブロック歪）も軽減されており、特にレートが低くなるほど画質の改善効果は顕著となる。これは、本手法がマクロブロック内の画像を、その境界で滑らかに接続するコサインとサインの曲面の重ね合わせにより表現していることによるものである。

図7.8に同程度のSN比（27dB）における画質を示す。従来方式では、背景等にモザイク状のブロック歪がみとめられるが、提案方式ではかなり改善されている。なお、他の画像についても同様の結果が得られており、特に低いレートにおいてその効果が顕著になる。



(a) 従来手法 (DCT)

(0.281 bit/pel, 27.0 dB)

(b) 対称性DCT・DST方式

(0.194 bit/pel, 27.2 dB)

図7.8 対称性DCT・DST方式による処理画像



### 7.5.3 演算量の比較

表7.4は、前節で評価した3方式について、マクロブロックの演算量 ( $N = 8$ )を比較したものである。提案方式は、加減算数が若干増加するものの、乗算数は従来方式と同じである。

表7.4 各方式の演算量の比較

	DCT (8×8) (従来方式)	DCT-DST (提案方式)	DCT (16×16) (参考)
乗算	4096	4096	8192
加減算	3584	4352	7680

### 7.6 むすび

本章の前半では、DCTの特徴と問題点について検討した。それらをまとめると次のようになる。

- (1) DCTの変換係数は、画像信号を鏡像を用いて偶関数化し、これを2次元離散フーリエ変換した場合のコサイン(実部)の係数に等価である。
- (2) 原関数の偶対称成分に関しては、DCTがほぼ理想的な変換となるが、奇対称成分については偶関数化により発生する高調波成分のため、符号化効率が低下する。

これらの検討をもとに、DCTの符号化特性を改善する対称性DCT・DST方式を提案した。この手法は次の考え方に基いている。

- (1) 縦横2ブロックから成るマクロブロックについて、原画像を水平・垂直方向の偶対称成分と奇対称成分に分離する。
- (2) 分離した偶対称成分にはDCT、奇対称成分にはDSTを適用する。

次に、標準画像を用いたシミュレーション実験を行い、以下の結果を得た。

- (1) 従来のDCTと比較すると、同じ符号化効率でSN比が2.0~0.5dB程度向上する。
- (2) 上記のブロック間の段差成分(ブロック歪)が軽減され、画質改善の効果がある。

なお、本手法による符号化効率の改善は、マクロブロック内のブロック間に残されている相関を利用したことによるものである。

## 第8章 結 言

画像符号化の国際標準にはDCTを用いたブロック符号化方式が採用されている。この方式では、画像をブロック分割するために発生するブロック歪が、画質劣化の最大の要因となっている。本論文は、画像の高効率符号化におけるDCTの応用と題し、このブロック歪を効率的に除去する画質改善手法と、符号化効率を向上させる手法についてまとめたものである。

本論文の前半（第3章まで）では、本研究の背景と基礎となる部分について検討を行い、後半（第4章以降）でDCTの応用に関するいくつかの方式を提案した。

第1章では、本論文が対象とする画像の高効率符号化の概要を示し、その目的および背景について述べた。

第2章では、画像符号化の国際標準化動向を概説し、DCTを用いたブロック符号化で用いられるいくつかの基本的な手法を整理した。さらに、ブロック歪の原因とその性質について検討した。

第3章では、DCTの物理的イメージとその性質について検討し、DFTより高い符号化効率を得られる理由を定性的・定量的に検討した。さらにDFTおよび空間周波数との関係を明らかにした。

第4章では、静止画の階層的符号化（プログレッシブ表示）におけるDCTの応用としてAC係数予測方式を提案し、2つの予測手法（①係数操作法、②DCT補間フィルタ法）を用いて、第1ステージ（直流係数のみ伝送）における画質と符号化効率が改善されることを明らかにした。

第5章では、同じくプログレッシブ表示における応用として、第4章で示したDCT補間フィルタ法を第2ステージ以降に拡張し、直流を含む複数の係数が伝送された階層のブ

ロック歪が効率的に除去できることを検証した。

第6章では、主として動画像符号化で用いられるシーケンシャル表示における応用として、帯域保存フィルタを提案し、復号画像の解像度を保存しながら、ブロック歪を効率的に除去できることを明らかにした。

第7章では拡張DCTとしての応用と題して、DCTの問題点を解析し、これを改善する対称性DCT・DST方式を提案した。この手法の符号化効率と画質について、従来のDCT法と比較・検討し、その有効性を確認した。

提案した4方式の特徴と適用範囲を整理すると、表8.1 のようになる。

表8.1 提案方式の特徴と適用範囲

章	方 式	画質 改善	符号化 効率 の改善	適用範囲	
				静止画 (7V-I内)	動画 (7V-I間)
4	AC係数予測方式	○	○	○	-
5	DCT補間フィルタ	○	-	○	-
6	帯域保存フィルタ	○	-	○	(○)
7	対称性DCT・DST方式	○	○	(○)	(○)

(○) … 国際標準とは独立



第4, 5章の手法は、静止画符号化の国際標準を遵守しながら適用することができる。  
なお、第4章のAC係数予測方式は、国際標準のオプション(ACプレディクション方式)として規定されている。

第6章の帯域保存フィルタは、動画(フレーム内符号化)および静止画符号化(階層のない場合)の標準方式に適用することができる。

なお、第7章の対称性DCT・DST方式は、静止画・動画いずれの場合にも適用可能であるが、標準化された方式とは独立した新しい手法である。

画像符号化方式の標準化により、符号化装置の小型・経済化が一段と加速される。  
LSIの集積度の向上により、フレームメモリ等を必要とする符号化(復号化)の処理もやがては1チップ化され、ひとつのコンポーネント(部品)として扱われる日も近い。残された課題は標準を遵守しながら、画質の向上や多機能性をいかに実現するかということになる。

一方近い将来、通信・放送・パッケージ(蓄積)系が融合し、CATV、出版、映画等広範な領域で画像符号化技術が利用されるであろう。これに伴い、様々なメディア間で画像情報を共有したり、相互に変換する技術が必要となる。例えば、TVモニタ上では識別できなかった画質劣化が、印刷では問題となることがある。このように、アプリケーションによっては、画質に対する要求がますます厳しくなることが予想され、より高度な画像処理技術が求められるようになる。

本論文で提示した手法は、一部製品に組み込まれている。しかしながら、そのほとんどは回路規模・処理時間等の制約により、実用化されるに至っていない。本論文で示した手法が発展し、画像を扱う様々な分野で少しでも役立てば幸いである。

## 謝 辞

東京大学工学部羽鳥光俊教授には、本論文をまとめる機会を与えていただくとともに、懇切丁寧なご指導をいただきました。心より感謝いたします。また、この分野における著述ならびに論文を通じてご教示いただくとともに、有益なご助言を頂戴した東京大学工学部高木幹雄教授、同原島博教授、同坂内正夫教授、同石塚満教授、同相澤清晴助教授に、厚く感謝いたします。さらに、著者の大学院(修士課程)在学時において、研究の醍醐味を教えていただきました東京大学工学部井口雅一教授、佐藤知正博士(東京大学先端科学技術研究センター教授)、武田昌一博士(帝京技術科学大学助教授)に、改めて感謝の意を表します。

本研究は、(株)日立製作所中央研究所における研究業務の一環として行ったものであります。この間長年にわたり、直属の上司としてご指導ご鞭撻いただいた吹抜敬彦博士(中央研究所技師長)、また十分な研究の環境を与えていただいた中村道治博士(中央研究所所長)、田中捷樹博士(情報通信事業部企業通信本部ネットワーク部長)、丸山優徳氏(通信ネットワーク研究センタ長)に深謝します。

本研究を進めるにあたり、内容全般にわたる有益なディスカッションに参加いただいた滝沢正明氏(情報通信事業部端末本部端末部主任技師)、木村淳一氏、鈴木教洋氏(以上、通信ネットワーク研究センタ研究員)、渡辺浩己氏(機能デバイス部研究員)、柴田巧一氏(知能システム部研究員)に感謝します。

さらに、常に暖かい励ましを頂戴した信州大学工学部木下康昭教授、同中野康明教授、エンヒケス・マルコ博士に感謝します。最後に、本研究をまとめるために、長い歳月にわたり協力を惜しまなかった妻主子、何よりの励ましとなった長男純一に感謝します。



## 参考文献

### 第1章関係

- (1) 吹抜敬彦：“画像のデジタル信号処理”，日刊工業新聞社（1981）。
- (2) 原島博：“画像情報圧縮”，（テレビジョン学会編），オーム社（1991）。
- (3) 安田浩：“高能率符号化の標準化動向”，テレビ誌，43.10, pp.1011-1019 (Oct.1989)。
- (4) 安田浩，酒井善則，島村和典，金子正秀：“画像通信システム”，テレビ誌，44. 7, pp.901-906 (Jul.1990)。
- (5) 安田浩：“JTC1/SC2における標準化活動状況”，画電学誌，20-4, pp.289-295 (平3-8)。

### 第2章関係

- (6) 吹抜敬彦：“TV画像の多次元信号処理”，日刊工業新聞社（1988）。
- (7) 原島博：“画像情報圧縮の考え方”，テレビ誌，43. 6, pp.603-612 (Jun.1989)。
- (8) 伊東晋：“画像情報処理の基礎”，東京理科大学出版会（1986）。
- (9) 矢野澄男，磯野春雄：“画像情報圧縮のための視覚情報論”，テレビ誌，43. 7, pp.697-706 (Jul.1989)。
- (10) 宮川洋監修：“テレビジョン画像の評価技術”，テレビジョン学会編（コロナ社）（1986）。
- (11) 谷本正幸，相澤清晴：“画像情報圧縮のための画像信号論”，テレビ誌，43. 8, pp.802-810 (Aug.1989)。
- (12) 安田浩：“カラー静止画符号化国際標準化”，画電学誌，18. 6, pp.398-407 (Jun.1989)。
- (13) Joint Photographic Experts Group of IEC/ISO and CCITT: “Draft (Revision 5.2) of the JPEG Algorithm”, JPEG-8-R5.2.
- (14) 大町隆夫，小野文孝：“カラー静止画符号化国際標準方式(JPEG)の概説(その1)”，画電学誌，20-1, pp.50-58 (平3-2)。

- (15) 小野文孝：“カラー静止画符号化国際標準方式(JPEG)の概説(その2:算術符号)”，画電学誌，20-2, pp.113-120 (平3-4)。
- (16) 大久保栄：“テレビ会議/電話方式の国際標準化動向”，テレビ誌，42. 11, pp.1219-1225 (Nov.1988)。
- (17) R.Plompen, Y.Hatori, W.Geuen, J.Guichard, M.Guglielmo, H.Brusewitz: “Motion video coding in CCITT SG XV - The video source coding”, Globecom-88, pp.997-1004 (1988)。
- (18) 米満潤：“MPEG標準案ビデオパート(ISO 11172 VIDEO)”，画電学誌，20-4, pp.307-316 (平3-8)。
- (19) ISO/IEC JTC1/SC2/WG8 N1043 (WG11 N0043, MPEG90/001, 1990), Information Technology-Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media up to about 1.5Mb/s.
- (20) 太田睦：“MPEG phase-2における検討技術課題”，画電学誌，20-4, pp.324-329 (平3-8)。
- (21) 橋本秀雄：“画像符号化アルゴリズムII -変換符号化-”，テレビ誌，43. 10, pp.1145-1155 (Oct.1989)。
- (22) M.G.Perkins: “A comparison of the Hartley, Cas-Cas, Fourier and discrete cosine transforms for image coding”, IEEE Trans. Commun., COM-36, pp.758-761 (Jun.1988)。
- (23) 齊藤隆弘：“画像符号化アルゴリズムIII -ベクトル量子化-”，テレビ誌，43. 11, pp.1276-1284 (Nov.1989)。
- (24) 田崎三郎，山田芳郎：“ベクトル量子化”，信学誌，67. 5, pp.532-536 (May.1984)。
- (25) 村上篤道：“ベクトル量子化による画像高能率符号化”，信学技報，IT85-61 (Dec.1985)。
- (26) A.Buzo, et al.: “Speech coding based upon vector quantization”, IEEE Trans., ASSP-28, 5, pp.562-574 (Oct.1980)。
- (27) B.H.Juang, A.H.Gray, Jr: “Multi stage vector quantization for speech coding”, Proc. of IEEE ICASSP, PP.597-600 (1982)。
- (28) M.J.Sabin, R.M.Gray: “Product code vector quantizer for waveform and voice coding”, IEEE, Trans., ASSP-32. 4, pp.474-488 (1984)。



- (29) 相澤清晴, 原島博, 宮川洋: "画像信号の適応的離散コサイン変換ベクトル量子化", 信学論 (B), J69-B, pp. 228-236 (昭61-3).
- (30) R. E. Crochiere: "Subband coding", BSTJ, pp. 1633-1653. (Sep. 1981).
- (31) J. Katto, Y. Yasuda: "Performance evaluation of subband coding", PCS91, 13-7 (Sep. 1991).
- (32) N. Ahmed, T. Natarajan and K. R. Rao: "Discrete cosine transform", IEEE Trans. Comput., C-23, pp. 90-93 (Jan. 1974).
- (33) W. H. Chen, C. H. Smith: "A fast computational algorithm for the discrete cosine transform", IEEE Trans. Commun., COM-25, pp. 1004-1009 (Sep. 1977).
- (34) W. H. Chen, C. H. Smith, S. Fralick: "Adaptive coding of monochrome and color images", IEEE Trans. Commun., COM-25, pp. 1285-1292 (Nov. 1977).
- (35) J. Max: "Quantization for Minimum Distortion", IRE Trans. IT-6, 3, pp. 7-12 (Mar. 1976).
- (36) 加藤茂夫: "画像符号化アルゴリズムⅣ - エントロピー符号化 -", テレビ誌, 43, 12, pp. 1361-1369 (Dec. 1989).
- (37) 南敏: "情報理論", 産業図書 (1988).
- (38) M. Kaneko, Y. Hatori, A. Koike: "Improvements of transform coding algorithm for motion-compensated interframe prediction errors", IEEE, Journal on Selected Areas in Communications, SAC-5, No. 7, pp. 1068-1078 (Aug. 1987).
- (39) 岩田敦, 相澤清晴, 羽鳥光俊: "3次元領域分割に基づくフレーム内挿方式", Picture Coding Symp. Japan, 89, 7-10 (1989).
- (40) 長沼伸一郎: "物理数学の直観的方法", 通商産業研究社 (1987).
- (41) 安田靖彦, 高木幹雄, 加藤茂夫, 栗野友文: "階層的符号化法による静止画像の段階的伝送および表示", 信学論(B), J63-B, 4, pp. 379-386 (Apr. 1983).
- (42) 金巨煥, 加藤茂夫, 安田靖彦: "階層的伝送に適した画像の拡大縮小法", 画電学誌, 17-2, pp. 54-60 (Apr. 1988).

### 第3章関係

- (43) J. Makhoul: "A fast cosine transform in one and two dimensions", IEEE, Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-28, pp. 27-34 (Feb. 1980).
- (44) 井沢裕司, 滝沢正明: "離散コサイン変換(DCT)に関する一考察", 信学論 (B), J71-B, pp. 1194-1195 (昭63-10).
- (45) A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer: "デジタル信号処理", コロナ社 (1978).

### 第4章関係

- (46) 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "静止画像の階層的符号化における画質改善の一検討", Picture Coding Symp. Japan, 87, 4-1 (1987).
- (47) 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "静止画像の階層的符号化におけるブロック歪の除去", 信学春季全大 D-113 (1988).
- (48) 井沢裕司, 滝沢正明: "離散コサイン変換を用いた画像の高効率符号化における画質および符号化効率の改善", 信学論 (B-1), J72-B-1, pp. 377-384 (平1-4).
- (49) Y. Izawa, M. Takizawa: "Improvement of picture quality and coding efficiency using discrete cosine transform", Electronics and Communications in Japan, Scripta Technica, vol. 73, No. 6, pp. 12-21 (1990).
- (50) 根本啓次, 大町隆夫: "低ビットレートにおける静止画符号化の画質改善方法の検討", Picture Coding Symp. Japan, 88, pp. 21-22 (1988).
- (51) 渡邊敏明, 大関和夫: "平均値を用いた交流成分予測方式の一検討", Picture Coding Symp. Japan, 89, 2-2 (1989).
- (52) Zhong ZHENG, 中嶋正之, 安居院猛: "直交変換符号化に適した階層的な方式", 信学秋期全大 D-136 (1991).
- (53) 加藤洋一: "平均値分離形ブロック符号化方式の符号化効率改善", 信学総合全大 1158 (1987).



## 第5章関係

- (54) 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "離散コサイン変換を用いた静止画像におけるブロック歪の除去", Picture Coding Symp. Japan, 88, 4-6 (1988).

## 第6章関係

- (55) 松崎一博, 伊藤敦, 村上篤道: "ブロック単位の適応処理を用いた雑音除去フィルタ", 信学春季全大 D-119 (昭63).
- (56) 大木淳一, 中野吉孝, 望月孝志, 矢野光治: "低ビットレート動画像符号化用動き適応型後処理フィルタ", 信学秋季全大 D-49 (昭63).
- (57) 木村淳一, 井沢裕司, 柴田巧一, 滝沢正明: "ブロック歪除去に関する検討", Picture Coding Symp. Japan, 89, 4-3 (1989).
- (58) 柴田巧一, 井沢裕司, 滝沢正明: "量子化誤差を考慮したブロック歪除去方式", Picture Coding Symp. Japan, 90, 4-2 (1990).
- (59) 根本啓次: "DCT符号化方式におけるブロック歪低減方法の検討", 信学秋季全大 D-186 (1990).
- (60) 福田弘之: "変換符号化を用いた圧縮画像の歪除去に関する検討", Picture Coding Symp. Japan, 92, 2-14 (1992).
- (61) H. Malvar, D. Staelin: "Reduction of blocking effects in image coding with a lapped orthogonal transform", IEEE Proc. of ICCASSP '88, pp. 781-784 (Apr. 1988).
- (62) J. P. Princen et al.: "Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-34, pp. 1153-1161 (Oct. 1986).
- (63) R. E. Crochiere, L. R. Rabiner: "Multirate digital signal processing", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall (1983).
- (64) J. B. Allen: "Short-time spectral analysis, synthesis and modification by discrete Fourier transform", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-25, pp. 235-238 (June 1977).

- (65) J. B. Allen, L. R. Rabiner: "A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis", Proc. IEEE, vol. 65, pp. 1558-1564 (Nov. 1977).

- (66) R. E. Crochiere: "A weighted overlap-add method of short-time Fourier analysis/synthesis", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-28, pp. 99-102 (Feb. 1980).

- (67) 井沢裕司, 渡辺浩巳, 滝沢正明: "画像符号化における帯域保存ブロック歪除去フィルタ", Picture Coding Symp. Japan, 89, 4-4 (1989).

- (68) 井沢裕司, 渡辺浩巳, 滝沢正明: "帯域保存ブロック歪除去フィルタの一構成法", 信学春季全大 D-308 (1990).

- (69) 井沢裕司: "画像のブロック符号化における帯域保存ポストフィルタ", 信学論 (B-1), J73-B-1, pp. 707-715 (平2-9).

- (70) Y. Izawa: "A spatial frequency preserving post-filter for block image coding", Electronics and Communications in Japan, Scripta Technica, vol. 74, No. 5, pp. 33-43 (1991).

- (71) Y. Izawa, M. Takizawa: "A study on a spatial frequency preserving post-filter for block image coding", PCS91, 6-2 (Sep. 1991).

- (72) 井上伸雄監修: "デジタル信号処理の応用" (第9章), 電子情報通信学会編 (1981).

- (73) 高木幹雄, 下田陽久監修: "画像解析ハンドブック", 東京大学出版会 (1991).

- (74) 森川良孝, 山根延元, 浜田博: "ウィーナフィルタによる高能率符号化の特性改善", 信学技報, 1E88-43, pp. 47-54 (1988-7).

## 第7章関係

- (75) 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "画像の対称性に基づく離散コサイン・サイン変換の検討", 信学春季全大 D-152 (1988).

- (76) 井沢裕司, 滝沢正明: "画像の高能率符号化における対称性離散コサイン・サイン変換", 信学論 (B-1), J72-B-1, pp. 1191-1198 (平1-12).

- (77) 山根延元, 森川良孝, 浜田博: "外挿予測-サイン変換による画像の高能率符号化-2次元符号化の場合-", 信学論(B) vol. J71-b, pp. 717-724 (昭63-5).



- (78) 北島秀夫, 下野哲雄, 白川智昭, 呉志雄: "サイン変換による相関除去とそのスト  
リックアレイによる表現", 信学春季全大 D-150 (1989).
- (79) K. Rose, A. Heiman, I. Dinstein: "DCT/DST alternate-transform image coding",  
IEEE Trans. Commun., COM-38, pp. 94-101 (Jan. 1990).

## 著者発表論文

### 1. 学会誌論文

本論文に直接関係あるもの(画像符号化関係)

- [ 1 ] 井沢裕司, 滝沢正明: "離散コサイン変換(DCT)に関する一考察", 信学論(B),  
J71-B, pp. 1194-1195, (昭63-10).
- [ 2 ] 井沢裕司, 滝沢正明: "離散コサイン変換を用いた画像の高効率符号化における画質  
および符号化効率の改善", 信学論(B-1), J72-B-1, pp. 377-384 (昭63-4).

#### 【[ 2 ]の英訳】

Y. Izawa, M. Takizawa: "Improvement of picture quality and coding efficiency  
using discrete cosine transform", Electronics and Communications in Japan,  
Scripta Technica, Vol. 73, No. 6, pp. 12-21, (1990).

- [ 3 ] 井沢裕司, 滝沢正明: "画像の高効率符号化における対称性離散コサイン・サイン変  
換", 信学論(B-1), J72-B-1, pp. 1191-1198, (平1-12).
- [ 4 ] 井沢裕司: "画像のブロック符号化における帯域保存ポストフィルタ", 信学論  
(B-1), J73-B-1, pp. 707-715, (平2-9).

#### 【[ 4 ]の英訳】

Y. Izawa: "A spatial frequency preserving post-filter for block image coding",  
Electronics and Communications in Japan, Scripta Technica, vol. 74, No. 5,  
pp. 33-43 (1991).

## 2. 国際会議論文 (査読付)

本論文に直接関係あるもの (画像符号化関係)

- [ 5 ] Y. Izawa, M. Takizawa: "A study on a spatial frequency preserving post-filter for block image coding", Picture Coding Symposium '91, 6-3 (Sep. 1991), Tokyo
- [ 6 ] M. Takizawa, Y. Izawa, J. Kimura, T. Fukinuki: "A consideration on hardware architecture for 64kb/s TV codec", GLOBECOM '87, 2.5.1, (1987)
- [ 7 ] M. Takizawa, J. Kimura, Y. Izawa, T. Fukinuki: "A study on motion detection method suitable for DCT", Picture Coding Symposium '87, 13.8, (1987), Stockholm
- [ 8 ] M. Takizawa, Y. Izawa, J. Kimura, T. Fukinuki: "A consideration on hardware architecture for 64kb/s TV codec", Picture Coding Symposium '88, (1988), Torino

その他 (スイッチドキャパシタ回路等)

- [ 9 ] K. Matsui, T. Matsuura, S. Fukasawa, Y. Izawa, Y. Toba, N. Miyake, K. Nagasawa: "CMOS video filters using switched capacitor 14-MHz circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-20, No. 6, (Dec. 1985)
- [10] Y. Kinoshita, T. Hamada, M. A. Henriques, Y. Izawa: "Advanced common air interface between indoor and urban cellular telephone: Spatial frequency reallocated systems", The 4th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'93), (Sep. 1993), Japan

## 3. 講演論文

本論文に直接関係あるもの (画像符号化関係)

- [11] 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "静止画像の階層的符号化における画質改善の一検討", Picture Coding Symp. Japan, 87, 4-1, (1987).
- [12] 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "静止画像の階層的符号化におけるブロック歪の除去", 信学春季全大 D-113 (1988).
- [13] 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "離散コサイン変換を用いた静止画像におけるブロック歪の除去", Picture Coding Symp. Japan, 88, 4-6, (1988).
- [14] 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "直交変換を用いた画像の拡大・縮小に関する一考察", 信学秋季全大 D-51 (1988).
- [15] 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "画像の対称性に基づく離散コサイン・サイン変換の検討", 信学春季全大 D-152 (1989).
- [16] 井沢裕司, 渡辺浩己, 滝沢正明: "画像符号化における帯域保存ブロック歪除去フィルタ", Picture Coding Symp. Japan, 89, 4-4 (1989).
- [17] 井沢裕司, 渡辺浩己, 滝沢正明: "帯域保存ブロック歪除去フィルタの一構成法", 信学春季全大 D-308 (1990).
- [18] 滝沢正明, 吉木宏, 井沢裕司: "高速FAXにおける自動K制御とその効果", 信学通信部門全大, 658 (1980).
- [19] 木村淳一, 井沢裕司, 柴田巧一, 滝沢正明: "ブロック歪除去に関する検討", Picture Coding Symp. Japan, 89, 4-3 (1989).
- [20] 渡辺浩己, 井沢裕司, 木村淳一, 滝沢正明: "静止画像の階層的符号化における適応帯域分割方式の検討", 信学秋季全大 D-40 (1989).
- [21] 柴田巧一, 井沢裕司, 滝沢正明: "量子化誤差を考慮したブロック歪除去方式", Picture Coding Symp. Japan, 90, 4-2 (1990).
- [22] 木村淳一, 志村隆則, 滝沢正明, 井沢裕司, 渡辺浩己, 柴田巧一, 齊藤峰一: "卓上オールインワン動画像TV電話の開発", 信学春季全大 D-420, (1991).
- [23] 井沢裕司: "画像のブロック符号化における適応形雑音除去フィルタの特性", 信州大学工学部紀要 No. 74, (1994).



- [24] 河野淳二, 井澤裕司, 木下康昭: "Wavelet 変換による画像符号化方式の検討; Daubechies のフィルタの拡張", 電子情報通信学会学生会研究発表会 98, (1994).
- [25] 宮下英幸, 井澤裕司, 木下康昭: "画像のサブバンド符号化における拡張 SSKF方式の検討", 電子情報通信学会学生会研究発表会 99, (1994).
- [26] 今井芳紀, 井澤裕司, 木下康昭: "画像処理におけるプログラマブルアクセラレータ方式の提案", 電子情報通信学会学生会研究発表会 100, (1994).

その他 (スイッチドキャパシタ回路、超音波ホログラフィ)

- [27] 井沢裕司, 松浦達治, 松井一征: "スイッチドキャパシタ回路におけるクロックフィードスルーの影響に関する基礎検討", 信学総合全大 479 (1984).
- [28] 井沢裕司, 松浦達治, 松井一征: "MOS サンプルホールド回路におけるクロックフィードスルーの影響", 信学総合全大 439 (1985).
- [29] 井沢裕司, 松浦達治, 松井一征: "ビデオ信号用高利得精度CMOS緩衝増幅器", 信学総合全大 459 (1986).
- [30] 松井一征, 松浦達治, 深沢繁, 井沢裕司, 石川収一: "超高速MOSスイッチドキャパシタ回路によるビデオ信号回路完全LSI化の提案", 信学総合全大 475 (1984).
- [31] 松井一征, 井沢裕司, 松浦達治: "大型SC回路における容量結合", 信学総合全大 412 (1987).
- [32] 井沢裕司, 佐藤知正, 井口雅一: "超音波ホログラフィによる水中撮像の像質改善法", 機械学会全大 (1978).
- [33] 井沢裕司: "超音波ホログラフィによる海中撮像の研究", 東大機械工学研究報告 第13巻 (昭和53年大学院論文集), M9, pp.29-30, (1978).

