page 1/8 2021.1.27 Notation Fips

analog signal: X(t), -∞ < t < ∞ t < R

digitized (sampled) notation: X[n] n ∈ Z

Sampling theorem of では の見かり notation で 及の見

X(n) = X(tn), tn = Ts n, Ts 는 sampling period of the

2対入RE Speech signal processing 可加生 切片 digitized signal

可以 ハスウナン び見かり X(t) notation こ をの をす

t=0,1,2..... T, T = number of total samples.

2) z-domain, frequency domain indexing $\chi(z)$: z-transform of $\chi(t)$, z is any complex number Fourier transform? $z = e^{j\omega} z$ z = 2 z

즉 2차원 complex domain에서 unit circle.

TC+라서 XC+>의 Fourier transform은 X(eju)로 적더라

전화하지만 그냥 X(w)로 쓰고 양목적으로 Fourier domain
으로 통용된다

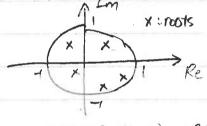
* 가끔 ω ('omega) 대신 f 元 ω 기도 항 $\chi(\omega) = \chi(e^{j\omega})$, $\chi(f) = \chi(e^{jf})$. $0 \sim 2\pi$ periodic of (世界)

3) discrete Fourier transform WK = 2T片, N: DFT 가수 X(K)로 가슴 丛区 35. page 2/8

LPC to 2021.1.27 LSF (line spectral frequencies)

- 1) LP (linear predictive) Goefficients of EMM (coding 24801M) $A(z) \cdot X(z) = E(z) \iff X(z) = \frac{E(z)}{A(z)}$
 - 고 워크 speech 은 복원하기 위하지는 IIR filter 은 당하여 (convolution in time domain) 하는데, 양숙하고 전송하는 과정에서 오국가 반성하면 반찬하거나, Speech 가 제에는 생성되지 않는 수 있다.

* IIR filter의 수영조건
A(z)=0은 만속하는
roots 등이 오두
(も)
unit circle 안에 있어야



는 अन्त्र में यें पेंं केंद्र केंद्र

부근부 for $A(z^*)=0$ [$z^*|(1, z^*=re^{j\theta})=r(1)$ * 인반적으로 IIR filter는 성계한대 인위적으로 roots 2t unit circle 안데 등이 모든속 가게로 A(z)는 변환하기도 한다. 즉, $A(z)=(z-z_1^*)(z-z_2^*)...(z-z_m^*)$ 으로 단현한 후미 $|z_m^*|>1$ 의 magnitude r은 조정학 수도 있지만 인반적이지는 이동다.

② A(2) = ao + a, 2⁻¹ + az 2⁻² + ···· + am 2⁻ⁿ のM ame 어의의 신수이다. 즉 이론적으로 - M < am < ∞ unbounded real number 는 Coding (な名) 5(7) DHG かけるひ.

2021.1.27. LPC to LSF

2) LSF (line spectral frequencies)
or equivalently LSP (line spectral pairs) $P(z) = A(z) + Z^{-(p+1)} A(Z^{-1})$ $Q(z) = A(z) - Z^{-(p+1)} A(Z^{-1})$

A(Z)로 부터 위의 두개의 polynomial은 정의학수 있으며

〒州 (pair) ⇒ line spectral pair (LSP)

*특징

① P(z)은 Q(굴)의 root 등은 unit circle 위에 존개한다. $Z^* = e^{j\omega^*} \Rightarrow 주따수값들인 \omega^*$ 로 표현된다.

=> line spectral frequencies (LSF)

2) FIMEL LSFIT ITINETY

Spectral peak (resonance) frequency

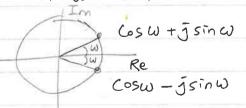
oth 7+77+C+ (formant freq of 7+77+C+)



o A(Z) mot × P(Z) rank

ㅋ A(Z) el root가 unit circle에 가까워지기 때문

③ p(主), Q(主)의 root 毛은 W= ボロ CHÀTH Complex Conjugate 主 圣재하り CCHR에 전반만 있으면 된다. ラ、Wr root 이면 -(217-W) E root の にた.



A(2)의 order가 M이면 P(2), Q(2)는 M/2의 root 2 E-현 가능하며, 따라서 #LSFs = M (IPC order) * LPC order 가 환가 되면 어떻게 된지 모르겠다. M만 ECC.

● 워의 특심에 CHZ+ LSF € [0, T] @|Z Uniform Stall 분또한다.
LSF 추정/ccding 오뉴는 LSF 값에 상반없이 linear 한다.

→ Coding 에 매우 위리함

2021, 1.27. Vocoder - LSF design encoder > LPenc - ao, ar an e LPC le coder? e[t) loms x(t) ← Concat ← LPC to LSF : M+1 => M LP polynomial A(Z) (or equivalently LP coefficients a[o] ... a[M]) 은 M개의 LSF로 변환한다. → Method "poly21sf" = 검색하여 적천한 것은 찾는다. 찾아면 LPC, vocoder 간건 tool 에 있다. python) def polyzlsf(a): --- return lsf (ect), lsf[n]) * K encoder의 देवर (G-1) LSF to LPC: M => M+1 → method "lsf2poly" 対아서 사용 (python) def lsf2poly(lsf): _____ return a

decoder 의 일찍은 (e[t], lsf(n]) * K = 克玛 汆(t) (t=1...T)

2021. 1. 27. Vocoder_LSF design: plotting

plotting	implementation>		0
amplitude	MmM	ti de la constante de la const	ne (input residual) signal
W	% %	E E	of input X(w, K)
ω	\approx \circ	× ~	Spectral envelope (
w [- LSFs on the envelope
W			spectrogram I-2 of residual E(W, K)
	Alm In	Ann	decoded Signal (reconstructed)
			spectrogram [1-3) of decoded [x(w, k)]

[1] [-2]: I-D array OTIM STFT spectrum 은 구해서 2번다.

[1-3] pyplot. Specgram은 M면 된다 log/dB Scale

A는 2-D array of size MxK

for each A[:, k] of length M, do FFT with NFFT = 20ms
(320 points)

=> 0~M-1 とはいり以こけかれと 0°3 対生다. 16kHを

hamming windowと 最かしで記むけ.

=> smoothed Spectrum 01 2272

*Spectrum 은 0~ T만 고인다. 전반만 그러야 하고, 0과 T은 모두 또한하기 위해 전반+1이 또한 (NFFT+2) use np. fft.

2021. 1.27. Vocoder_LSF design: VQ

Note 에게로 주에서는 축적 고감은 참고하며 작성한다

② Efficient LSF coding by k-means vector quantization>
lsf∈[0, IT] real value 01 lsf 完 言みならる けきましい
⇒ lsf 完 integer index 2 規之.

Odebook size & 212/8/ O Scalar quantization (Q=16,32,64,128,...)

lsf = uniform, so Co, TI = Q 개로 균등하게 나는다.

M7H9 lsf= independent of>11 quantization, There is 1 2500 2500 7H

 $\frac{721}{0} + \frac{72\pi}{0}$ $\frac{72\pi}{0} + \frac{72\pi}{0}$ $\frac{72$

@ The Q=16 = 24 0102 4 6its> 742 LPC 10 = 4×10 = 40 bits 142

* non-uniform Scalar quantization 10 = 1+4+5

4401 Variable Q = quantize: 1×3+4×4+5×3=34 bits

(D) (a=256=28 → 8×10=80 bits / frame

3 Split vector quantization:

2021. 1.27. Vocoder_LSF desig: VQ

* scalar/split vector quantization의 26 각 (sub-) dimension 등이 indepently quantization 되기 때문에 lsf [n-1] < lsf [n] 이 유지되도록 주저기가 편안한 수 있다. (code book design은 작하면 한민지는 수도 있는다)

(3) full vector quantization:

(1sf Cn-1] < lsf [n] 이기 研告에 전체 M-dim Vector spaceの加定

positive cross-correlation 次の 立て (skewed)

うちさ 思めり full-dimension VQ元 また

2 Code word こ みるかり の中で表現ると

L codebook training >

악속이 가능하다

- 智元 기片의 wave file完 老川站 (training set)

- LSF2 辛克社中(G-1), (M, K1), (M, K2)....(M, KN))

- K-means VQ 对台 (Scikit-learn 12677岁)

input: Mx(K1+K2+-+KN) LSF Vectors

output: M × Q codebook of size Q

1 × (K1+K2+...+KN) quantization indexes of training data

algorithm: quantization error (Euclidean) 가 如外 되经 歌台

- LSF quantization (G-2)

input: MxQ codebook

MXI LSF vector to quantize

output: q: integer

* Codebook Size Q=256 -> 8 bits The bit 9 Q=512 -> 9 bits page 8/8

2-1. LPC to LSF, LSF to LPC = 子被对 vocoder design

2-7. LPC to LSF, LSF to LPC = TOTOIST VOCODER CIESTO

2-2. Spectrogram = 2 60171.

2-3. LSF codebook 部台. -> timit_selected 의 war 可望是是

2-4. Codebook et quantization index = 0/2026 Olsotol

Vocoder design

* \$7+Mit 2021, 2.25.

LSF를 codebook mapping으로 얻은 후에 INTO LPC를 구하고 그 LPC로 residual를 다시 범이나서 전송하기아 하.

=> mapping 이건의 LSF을 사용하면 SNR 이 매우 작아진 (소리는 모임)