

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Implementação em FPGA de um conversor HDMI para transmissão em série de alta velocidade

Ana Marisa Oliveira Barbosa

PARA APRECIAÇÃO POR JÚRI

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor João Paulo de Castro Canas Ferreira

Co-orientador: Prof. Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Supervisor Externo: Doutor Luís Manuel de Sousa Pessoa

25 de Junho de 2017

© Marisa Oliveira, 2017

Resumo

A sociedade atual depende cada vez mais dos serviços de comunicações, exigindo melhores ligações e mais rápidas, prevendo-se num futuro próximo a necessidade de ligações na ordem das centenas de Gbit/s. O projeto *iBrow* que está a ser desenvolvido por vários parceiros, incluindo o INES-TEC, vem propor uma nova exploração do espetro de frequências permitindo assim comunicações de alta velocidade. Este projeto passa por propor uma metodologia que permite a manufaturação de transcectores de baixo custo capazes de atingir grandes débitos de transmissão. A interface HDMI é cada vez mais usada em todos os tipos de ambientes: tanto empresariais como domésticos. Por esse motivo acaba por ser uma boa interface para testar os transcectores que estão a ser desenvolvidos. E por isso, nesta dissertação, é proposto um projeto cuja motivação passa por testar os mesmos.

O trabalho realizado consiste no desenvolvimento e implementação de uma arquitetura em FPGA capaz de suportar sinais provenientes de uma fonte HDMI, serializá-los e ainda enviá-los a alta velocidade. A arquitetura suporta ainda o processo inverso, isto é, recebe os dados em série em alta velocidade e envia-os de seguida para um dispositivo HDMI de destino. Para cumprir os requisitos propostos o projeto é dividido em duas partes.

Numa primeira fase são desenvolvidas arquiteturas que permitem a comunicação entre dois dispositivos recorrendo a duas placas HDMI e uma FPGA de série 7 para realizar tal transmissão. Estas variam entre a transmissão de imagem em diferentes formatos e também de imagem e som. Numa segunda fase do projeto desenvolve-se uma arquitetura capaz de serializar dados e enviá-los pelas saídas de alta velocidade disponíveis na FPGA utilizada. Esses mesmo dados são recebidos de volta na FPGA e convertidos para o seu formato original. Por fim, englobando as duas partes, conseguiu-se obter a transmissão em série de dados HDMI.

Abstract

Our society is increasingly dependent on communication services, demanding better and faster connections, reaching in a near future the order of hundreds of Gbit/s. The *iBrow* project, which is being developed by several partners, including INESC-TEC, comes with a new proposal of the frequency spectrum exploitation, allowing high-speed communications. This project also proposes a methodology that allows the manufacturing of low budget transceivers capable of reaching big transmission rates. The HDMI interface is increasingly used in all kinds of environment: from enterprises until domestic use. For that reason it is a good interface to test the transceivers that are being developed. Therefore, in this dissertation is proposed a project whose motivation is to test the *iBrow* transceivers.

The progress work is based on the development and implementation of a design on the FPGA that is able to support signals from an HDMI sink, serialized them and send it through a high-speed channel. This architecture allows the reverse process, in other words, it is able to receive the high-speed serial data and send it to an HDMI source. To accomplish the proposed goals, the project is divided in two parts.

The first step proposes architectures that allow the communication between two devices using two HDMI boards and a 7th series FPGA to reach the transmission. These architectures differ from each other regarding the kind of the transmission: different formats of image, or support of image and sound.

In the second phase of the project, an architecture which is able to serialize data and send it through the FPGA high-speed outputs is developed. It also supports the reception of the serial data and do the reverse process, which is convert it to its original format.

Finally, one can reach the final result by joining the two phases of the project, which obtain a serial communication between HDMI sink and source.

Agradecimentos

Marisa Oliveira

'The journey is the reward'

Steve Jobs

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento Geral	1
1.2	Motivação	2
1.3	Descrição do Problema e Objetivos	4
1.4	Estrutura da Dissertação	6
2	Revisão Bibliográfica	9
2.1	Interfaces de transmissão de video/audio	9
2.2	HDMI (<i>High Definition Multimedia Interface</i>)	10
2.3	Transmissão de dados HDMI	11
2.3.1	Conexão à FPGA XILINX VC7203 Virtex-7	12
2.3.2	Receptor	13
2.3.3	Transmissor	15
2.4	Conexão de alta velocidade em série	17
2.4.1	Comunicações em paralelo VS comunicações em série	17
2.4.2	Considerações sobre arquiteturas de transmissão de dados em série	19
2.5	Saídas em série de alta velocidade da FPGA VC7203	32
2.5.1	Localização dos transceptores na FPGA	32
2.5.2	Arquitetura dos transceptores	33
2.6	Sincronização entre diferentes domínios de relógio	35
3	Transmissão de dados HDMI	39
3.1	Infraestrutura do <i>Hardware</i> utilizado	39
3.1.1	Configurações da FPGA	41
3.1.2	Configuração dos interruptores	44
3.2	Arquiteturas Desenvolvidas	44
3.2.1	Transmissão de uma imagem gerada na FPGA	44
3.2.2	Transmissão de imagem entre dispositivos HDMI	52
3.2.3	Transmissão de imagem e som entre dispositivos HDMI	54
3.2.4	Análise dos recursos utilizados por cada uma das arquiteturas	58
4	Transmissão de dados em série	61
4.1	Transmissor	61
4.1.1	Interface com a FPGA	61
4.1.2	Codificador 8B/10B	64
4.1.3	Interface entre os diferentes domínios de sinal de relógio do transmissor	64
4.1.4	Interface com a camada física	65
4.2	Receptor	66

4.2.1	Interface com a camada física	66
4.2.2	Equalização	66
4.2.3	Alinhamento de Palavras	67
4.2.4	Descodificador 8B/10B	68
4.2.5	Interfaces entre os diferentes domínios de sinal relógio do recetor	68
4.2.6	Interface com a FPGA	69
4.3	Análise das características de transmissão	70
4.4	Estrutura do transceptor GTX	71
5	Transmissão em série de dados HDMI	73
5.1	Abordagem inicial	73
5.1.1	Transmissão de uma barra de cores gerada na FPGA em série	73
5.1.2	Transmissão de imagem em série entre dispositivos HDMI	88
5.1.3	Análise dos recursos utilizados por cada uma das arquiteturas	93
6	Conclusões e Trabalho Futuro	95
6.1	Considerações Finais	95
6.2	Trabalho futuro	96
A	Descrição das portas das placas HDMI	101
A.1	Configuração por omissão	101
A.2	Suporte de um canal de imagem e áudio	101
A.3	Suporte de dois canais de imagem melhorado	101
B	Configurações dos interruptores das placas HDMI	103
B.1	Configuração por omissão	103
B.2	Supporte de um canal de imagem e áudio	104
B.3	Supporte de dois canais de imagem melhorado	105
C	Localizações das portas conectadas às placas HDMI	107
C.1	Transmissão de uma imagem gerada na FPGA	107
C.2	Transmissão de uma imagem entre dispositivos HDMI	107
C.3	Transmissão de imagem e som entre dispositivos HDMI	108
D	Ficheiros de restrições	109
D.1	Restrições Físicas relativas às portas de saída das arquiteturas que se conectam à placa HDMI transmissora	109
D.2	Restrições Físicas relativas às portas de entrada das arquiteturas que se conectam à placa HDMI recetora	110
D.3	Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite uma imagem gerada na FPGA	111
D.4	Restrições Temporais relativas à arquitetura que transmite uma imagem gerada na FPGA	111
D.5	Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite imagem entre dispositivos HDMI	111
D.6	Restrições Temporais relativas à arquitetura que transmite imagem entre dispositivos HDMI	112
D.7	Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite imagem e som entre dispositivos HDMI	112

D.8 Restrições físicas referentes às portas exclusivas da arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA	113
D.9 Restrições temporais referentes à arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA	113
D.10 Restrições físicas referentes às portas exclusivas da arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI	114
D.11 Restrições temporais referentes à arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI	114

Listas de Figuras

1.1	Diagrama geral do problema proposto	4
1.2	Diagrama geral da primeira parte do problema	5
1.3	Diagrama geral da segunda parte do problema	6
2.1	Vista Geral da FPGA VC7203 Virtex-7	12
2.2	Diagrama de blocos da placa HDMI RX	13
2.3	Amostragem dos dados provenientes da FPGA no recetor	15
2.4	Diagrama de blocos da placa HDMI TX	16
2.5	Amostragem dos dados provenientes do FMC no recetor	16
2.6	Arquitetura simples de um serializador e deserializador	19
2.7	Ilustração do alinhamento em série quando encontrada a <i>comma</i>	24
2.8	Ilustração do alinhamento em paralelo quando encontrada a <i>comma</i>	24
2.9	Arquiteturas de PISO/SIPO	25
2.10	Arquitetura de um <i>shift-register</i> serializador de 4 bits	26
2.11	Arquitetura de um <i>shift-register</i> deserializador de 4 bits	26
2.12	Exemplo de um serializador de 10 bits	27
2.13	Efeito da Interferência Inter-Simbólica numa transmissão	28
2.14	Localização física na FPGA dos GTX	33
2.15	Conectores GTX localizados na FPGA	34
2.16	Arquitetura geral dos transcectores	34
2.17	Representação dos diferentes domínios de sinais de relógio no projeto	35
2.18	Exemplo de metaestabilidade	36
2.19	Exemplo de cadeia de registos de sincronização	37
3.1	Placa HDMI recetora	40
3.2	Placa HDMI transmissora	40
3.3	IRrepresentação dos sinais de som transmitidos no formato I^2S	43
3.4	Exemplo de imagem gerada pelo módulo desenvolvido	46
3.5	Máquina de estados para gerar uma barra de cores	47
3.6	Diagrama de blocos de arquitetura que transmite uma barra de cores para a placa HDMI TX	49
3.7	<i>Setup</i> de teste da arquitetura desenvolvida para transmissão de uma imagem gerada na FPGA para a placa HDMI transmissora	51
3.8	Resultados obtidos da transmissão da barra de cores gerada na FPGA para o dispositivo de destino	51
3.9	Diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para transmitir imagem entre dispositivos HDMI	52

3.10	<i>Setup</i> de teste para as arquiteturas transmissoras de dados entre dispositivos HDMI	54
3.11	Resultados obtidos da arquitetura transmissora de imagem entre dispositivos HDMI	54
3.12	Diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para transmitir imagem e som entre dispositivos HDMI	55
4.1	Arquitetura do transmissor GTX	62
4.2	Exemplo simplificado de transmissão com diferentes usos de <i>datapath</i>	64
4.3	Diferentes domínios de sinal de relógio do transmissor	65
4.4	Arquitetura do recetor GTX	66
4.5	Exemplo de um alinhamento manual da palavra	68
4.6	Diferentes domínios de sinal de relógio no recetor	69
4.7	Estrutura geral do módulo GTX gerado no <i>software</i> VIVADO	71
5.1	Diagrama de blocos geral da arquitetura que transmite uma barra de cores em série	74
5.2	Bloco de sincronização de dados	77
5.3	Estrutura das tramas de informação	78
5.4	Momentos de transmissão de diferentes tramas	79
5.5	Alinhamento das tramas no transcetor	80
5.6	Máquina de estados de transmissão	81
5.7	Máquina de estados leitura de dados	82
5.8	Máquina de estados de verificação do alinhamento dos dados	83
5.9	Diagrama de blocos de envio de dados para a placa HDMI transmissora	85
5.10	Diagrama de blocos da arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA	86
5.11	<i>Setup</i> de teste da arquitetura	87
5.12	Resultados obtidos da transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA	87
5.13	Diagrama geral da arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI	88
5.14	Bloco recetor de dados HDMI	89
5.15	Diagrama de blocos da arquitetura de transmissão de imagem em série	90
5.16	<i>Setup</i> de teste para a arquitetura de transmissão em série entre dispositivos HDMI	91
5.17	Resultado obtido da arquitetura de transmissão em série entre dispositivos HDMI	92
5.18	Gráfico da análise do comportamento dos sinais internos da FPGA	92

Listas de Tabelas

2.1	Nomes dos pinos da interface FMC de TB-FMCH-HDMI2 RX	14
2.2	Nomes dos pinos da interface FMC de TB-FMCH-HDMI2 TX	17
2.3	Exemplo de codificação 8B/10B	22
2.4	Exemplo de palavras de 8 bits codificadas em 8B/10B	22
2.5	Símbolos de controlo específicos da codificação 8B/10B	23
3.1	Descrição e localização dos pinos de TB-FMCH-HDMI2 configurada por omissão	41
3.2	Descrição e localização dos pinos de TB-FMCH-HDMI2 configurada para um canal de imagem e áudio	42
3.3	Localização das portas de entrada e saída da arquitetura de transmissão de imagem gerada na FPGA para a placa HDMI transmissora	50
3.4	Localização das entradas e saídas das portas da arquitetura de transmissão de imagem entre dispositivos HDMI	53
3.5	Localização das portas da arquitetura transmissora de imagem e som entre dispositivos HDMI	57
3.6	Recursos utilizados pelas diferentes arquiteturas implementadas na FPGA	59
4.1	Tamanhos da interface da FPGA com o GTX transmissor	62
4.2	Relação das frequências dos sinais de relógio <i>TXUSRCLK2</i> e <i>TXUSRCLK</i>	63
4.3	Débitos de transmissão para diferentes larguras de porta de entrada do transceptor	70
5.1	Sumário do módulo GTX gerado para a transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA	76
5.2	Localizações físicas das portas de entrada e saída da arquitetura desenvolvida	86
5.3	Localizações físicas das portas de entrada e saída da arquitetura	91
5.4	Recursos utilizados pelas arquiteturas desenvolvidas de transmissão em série	94
B.1	Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada de fábrica .	103
B.2	Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada de fábrica .	104
B.3	Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada para um canal e suporte de áudio	104
B.4	Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada para um canal e suporte de áudio	105
B.5	Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada para dois canais melhorados	105
B.6	Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada para dois canais melhorados	106

Abreviaturas

ARC	<i>Audio Return Channel</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDR	<i>Clock Data Recovery</i>
CEC	<i>Consumer Electronics Control</i>
CML	<i>Current mode logic</i>
DDC	<i>Display Data Channel</i>
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i>
DRP	<i>Dynamic Reconfiguration Port</i>
DVD	<i>Digital Video Disc</i>
DVI	<i>Digital Video Interface</i>
EDID	<i>Extended Display Identification Channel</i>
EEPROM	<i>Electrically erasable programmable read-only memory</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FF	<i>Flip-Flop</i>
FIFO	<i>First-In First-Out</i>
FMC	<i>FPGA Mezzanine Cards</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GT	<i>Gigabit Transceiver</i>
HDCP	<i>High-bandwidth Digital Content Protection</i>
HDMI	<i>High Definition Multimedia Interface</i>
HDTV	<i>High-Definition television</i>
HEC	<i>HDMI Ethernet Channel</i>
HPC	<i>High Pin Count</i>
I/O	<i>Input/Output</i>
I2S	<i>Inter-IC Sound</i>
iBrow	<i>Innovative ultra-BROADband ubiquitous Wireless communications through terahertz transceivers</i>
INESC-TEC	Instituto de Nacional de Engenharia de Sistema e Computadores Tecnologias e Ciências
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LOC	Localização na FPGA
LPC	<i>Low Pin Count</i>
LRCLK	<i>Left/Right Clock</i>
LUT	<i>LookUp Table</i>
LVDS	<i>Low-Voltage Differential Signaling</i>
LVPELC	<i>Low-Voltage Pseudo Emitter-Coupled Logic</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>

PCS	<i>Physical Coding Sublayer</i>
PISO	<i>Parallel-Input Serial-Output</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMA	<i>Physical Medium Attachment Sublayer</i>
PRBS	<i>Pseudo Random Bit Sequence</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RFI	<i>Radio-Frequency interference</i>
RGB	<i>Red Green Blue</i>
RTD	<i>Resonant Tunneling Diode</i>
SCLK	<i>Serial Clock</i>
SIPO	<i>Serial-Input Parallel-Output</i>
T _{co}	Tempo de <i>clock-to-output</i>
T _H	Tempo de <i>Hold</i>
TMDS	<i>Transition- Minimized Differential Signaling</i>
T _{SU}	Tempo de <i>Setup</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

Capítulo 1

Introdução

Este trabalho surge no contexto do desenvolvimento do projeto realizado no âmbito na Unidade Curricular Dissertação, pertencente ao plano de estudos do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica de Computadores. Nesta secção é feita uma análise introdutória do projeto, quer do ponto de vista geral em que este se enquadra, quer do ponto de vista motivacional do mesmo. Por fim, é feita uma descrição do problema dos objetivos do mesmo e da estrutura desta dissertação.

1.1 Enquadramento Geral

Ao longo das últimas décadas a sociedade tem vindo a tornar-se cada vez mais dependente das comunicações com e sem fios, não só em termos empresariais, mas também pessoais. Esta tendência tem vindo a vincar-se recentemente com a crescente utilização de *tablets* e *smartphones*, tornando os recursos atuais incapazes de responder a tal procura. E cada vez mais esta exigência irá aumentar prevendo-se a necessidade de ligações na ordem das centenas de Gbit/s no ano de 2020, essencialmente para comunicações a curta distância. Daqui conclui-se que os recursos que existem atualmente não são capazes de responder a esta necessidade crescente de comunicações de alto débito, e como tal é necessário urgentemente o desenvolvimento de tecnologias não só capazes de satisfazer esta procura, mas ao mesmo tempo que o façam de forma eficiente em termos energéticos e financeiros. Neste contexto enquadra-se o projeto *iBrow* (*Innovative ultra-BROadband ubiquitous Wireless communications through terahertz transceivers*), o qual está a ser parcialmente desenvolvido pela equipa de investigação de tecnologias ópticas e eletrónicas do INESC-TEC (Instituto de Nacional de Engenharia de Sistema e Computadores Tecnologias e Ciências), que vem responder a esta necessidade de uma forma eficiente.

O projeto *iBrow* vem propor o desenvolvimento de uma tecnologia capaz de responder a esta necessidade de comunicações de alto débito através de uma utilização eficaz do espetro de frequências promovendo a utilização de bandas de frequência mais altas, desde 60 GHz até 1 THz. Para além disso vem também propor uma metodologia, que pela primeira vez

permite um baixo custo de manufaturação de transceptores capazes de atingir altos débitos de transmissão para que possam ser perfeitamente integrados em redes de comunicações ótica de grande velocidade.

Todo este crescente de consumo por parte dos utilizadores de novas e cada vez mais tecnologias não se verifica apenas na necessidade de aumento de largura de banda para as comunicações, mas existe também uma necessidade extrema da existência de interfaces digitais de vídeo e som que não só sejam capazes de fazer chegar ao utilizador sinais de alto débito, mas que ao mesmo tempo o façam de maneira segura no sentido de proteger eventuais cópias não autorizadas. Assim sendo, o desenvolvimento de um conversor HDMI (*High Definition Multimedia Interface*) de alto débito enquadra-se perfeitamente nesta necessidade sendo que é a interface de vídeo e áudio *standard* e que implementa o protocolo HDCP (*High-bandwidth Digital Content Protection*) que protege a reprodução de sinais em dispositivos não autorizados.

Existem várias interfaces digitais que implementam o protocolo referido anteriormente, entre elas destacam-se *DisplayPort*, DVI (*Digital Visual Interface*) e HDMI. No entanto, devido ao tremendo sucesso que a interface HDMI obteve, de acordo com *In-Stat* referido em [1] foram vendidos 5 milhões de exemplares em 2004, 17,4 milhões em 2005, 63 milhões em 2006 e 143 milhões em 2007, tornou-se a interface *standard* para HDTV (*High-Definition Television*), substituindo a interface DVI. Relativamente à interface *DisplayPort*, esta é utilizada em vários equipamentos, mas principalmente no setor dos computadores e vem complementar o HDMI. Contudo, comparando as duas interfaces previamente referidas, o HDMI tem algumas vantagens no que toca à capacidade de transmitir sinais CEC (*Consumer Electronics Control*) e a compatibilidade elétrica com o DVI. Mas o que destaca esta interface é a sua capacidade de transmissão dos sinais na sua largura de banda completa até 10 metros, enquanto que a *DisplayPort* apenas consegue transmitir até 3 metros.

Através da implementação dos objetivos propostos pela dissertação será possível implementar um conversor HDMI capaz de fazer transmitir sinais de alto débito, tornando mais eficiente este tipo de comunicações e ao mesmo tempo fazendo-o de forma segura, protegendo as cópias e reproduções não autorizadas dos sinais transmitidos.

1.2 Motivação

Com a explosão que se fez sentir nos últimos anos na utilização do espetro de frequências, verifica-se que é necessário tornar a sua utilização mais eficiente no sentido de conseguir satisfazer a necessidade da sociedade de comunicar quase sem limites em termos de velocidade da comunicação em si. Promove-se assim uma nova abordagem do espetro de frequências, de maneira a que se possa utilizá-lo de uma forma mais eficaz. Ao longos dos anos tem-se vindo a verificar melhorias no que toca à eficiência espectral através do desenvolvimento e aplicação de algumas técnicas, tal como referido em [2], como por exemplo o QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) para modulação do sinal e também técnicas

MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) nas entradas e saídas do sistema de comunicação. Verificou-se que o aproveitamento do espetro de facto melhorou, no entanto, estas técnicas não são suficientes para se conseguir atingir um débito de algumas dezenas ou centenas de Gbit/s. Assim sendo, a solução passa por promover a utilização de bandas de frequência mais altas, contrariamente ao que se fez no passado.

Por definição, considera-se a banda de ondas mm entre 60 a 100 GHz e a banda THz entre 100 GHz a 1 THz. Estas bandas do espetro de frequências são bandas cuja utilização no passado foi pouca ou até mesmo nenhuma, isto porque para conseguir explorar estas bandas são necessários componentes adequados à operação nas mesmas. Relativamente à banda de ondas mm, apesar de nos últimos anos terem sidos desenvolvidas e aplicadas técnicas que melhoraram a eficiência espectral desta região, tal como referido anteriormente, a escassez da largura de banda limita o débito da ligação. Em [2] são referidas implementações realizadas no passado que conseguiram alcançar débitos até 100 GHz em ligações sem fios a uma distância de 1 metro com BER (*Bit Error Ratio*) igual a 1×10^{-3} recorrendo também à utilização de mais de um transmissor e receptor. Apesar de inovadores estes valores revelam-se insuficientes para o que se pretende alcançar.

Quanto à região do espetro que corresponde a uma frequência superior a 10 THz, apesar da grande largura de banda disponível nesta região, existem várias limitações para a comunicação sem fios referidas em [3]. Destaca-se o facto do baixo balanço de potência possível para a transmissão devido aos limites de segurança dos olhos, os impactos atmosféricos na propagação do sinal (chuva, pó e poluição) e ainda o impacto da falta de alinhamento entre transmissores e receptores. Estas são algumas das razões que limitam a comunicação sem fios para frequências superiores a 10 THz.

Assim sendo, segundo [3], torna-se evidente que a banda do espetro com maior potencial para a comunicação sem fios é a banda entre 100 GHz e 1 THz, uma vez que não só oferece uma largura de banda bastante maior (desde GHz até alguns THz) comparativamente a outras bandas, mas também é uma região do espetro que não sofre muito devido às más condições atmosféricas. Para além disso, a utilização destas bandas de frequência altas acabará por aliviar o espetro relativamente à sua escassez e às suas limitações de capacidade.

Tendo em conta esta nova abordagem do espetro, o projeto iBrow tem vindo a desenvolver metodologias que permitem a manufaturação de transceptores para operar a estas frequências de baixo custo, mas que ao mesmo tempo são capazes de atingir altos débitos, para que desta maneira sejam integrados em redes de comunicação com e sem fios de grande velocidade. Os transceptores de baixo custo propostos pelo projeto passam por utilizar diódos ressonantes de efeito túnel (RTD - *Resonant Tunneling Diode*) com formatos de modulação simples e com interligação com fibra ótica. Assim, será possível satisfazer as necessidades previstas para 2020 de forma eficaz tanto em termos energéticos como financeiros.

A principal motivação do projeto proposto nesta dissertação passa por desenvolver um

trabalho que possa demonstrar o potencial da tecnologia proposta pelo *iBrow*, recorrendo à transmissão de vídeo em alta definição descomprimido pelos dispositivos propostos pelo projeto. Para efetuar a transmissão é utilizada a interface HDMI, que faz transmitir um sinal de alto débito para de seguida o mesmo sinal ser transmitido pelos transscetores propostos pelo projeto *iBrow*. Esta transmissão terá de ser realizada em série visto que estes mesmos transscetores apenas suportam transmissão de dados em série.

O HDMI é uma interface digital que transmite vídeo não comprimido e áudio que poderá ou não estar comprimido. Esta interface implementa vários protocolos entre quais se destaca o protocolo HDCP pois é o responsável pela prevenção de reproduções não autorizadas dos sinais a transmitir, o que é bastante importante hoje em dia dado os inúmeros consumidores que conseguem fazer cópias ilegais. Este protocolo faz uma verificação inicial antes de transmitir os dados encriptados no sentido de perceber se o dispositivo de destino é efetivamente um dispositivo autorizado para a reprodução de sinal. Esta é ainda uma interface que consegue transmitir sinais de alta definição e é ainda compatível com o DVI. Hoje em dia, esta é a interface *standard* para HDTVs e tem diversas aplicações tais como câmaras digitais, discos *Blu-ray* e leitores de DVD (*Digital Video Disc*) de alta definição, computadores pessoais, *tablets* e *smartphones*.

Em suma, esta implementação torna-se bastante útil, uma vez que é capaz de abranger um vasto nível de aplicações acessíveis a todos os utilizadores, tanto em ambientes empresariais como pessoais.

1.3 Descrição do Problema e Objetivos

Este projeto tem como principal objetivo a implementação de uma arquitetura que permita a receção de dados HDMI, o seu tratamento e serialização para o seu posterior envio em alta velocidade. Para além disto, a arquitetura deve também receber os dados em série, fazer a sua conversão para paralelo e voltar a enviar para um dispositivo HDMI final.

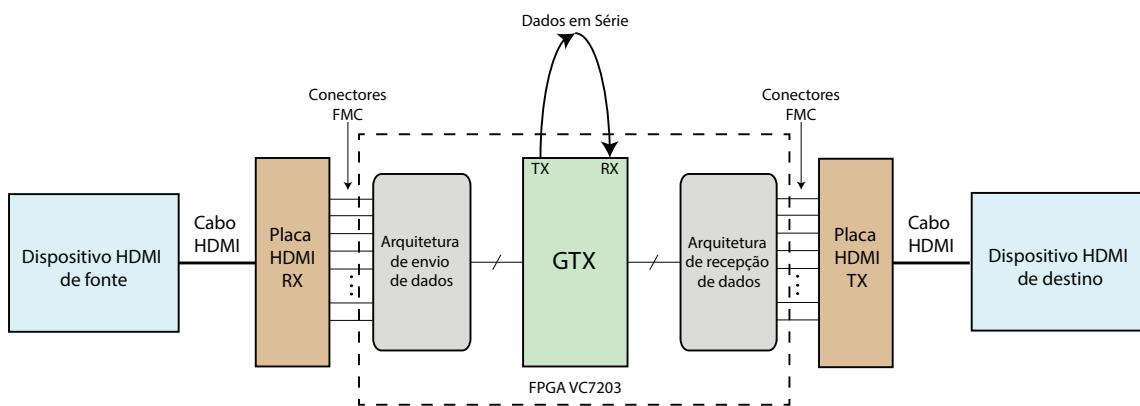


Figura 1.1: Diagrama geral do problema proposto

O projeto faz uso de uma FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) VC7203 (*Virtex-7*) que possibilita a implementação de uma arquitetura adquada e ao mesmo tempo possui entradas e saídas de alta velocidade para testar a arquitetura desenvolvida. Para além disso, são também utilizadas umas placas HDMI que permitem enviar os dados em paralelo de um fonte HDMI para a FPGA VC7203 através dos conectores FMC (*FPGA Mezzanine Cards*), e depois fazer o processo inverso, ou seja, enviar os dados em paralelo para a placa transmissora para que esta os transmita para o dispositivo final HDMI.

A figura 1.1 ilustra o diagrama geral do projeto a ser realizado. No sentido de simplificar o seu desenvolvimento, este foi dividido em duas partes:

1. Conceção e desenvolvimento de arquiteturas que permitam comunicação entre dispositivos HDMI.
2. Conceção e desenvolvimento de arquiteturas que permitem serialização de dados e deserialização dos mesmos.

A primeira parte do projeto consiste em obter comunicações entre dois dispositivos HDMI utilizando para tal as placas HDMI disponíveis. A figura 1.2 ilustra um diagrama que descreve a primeira parte do projeto.

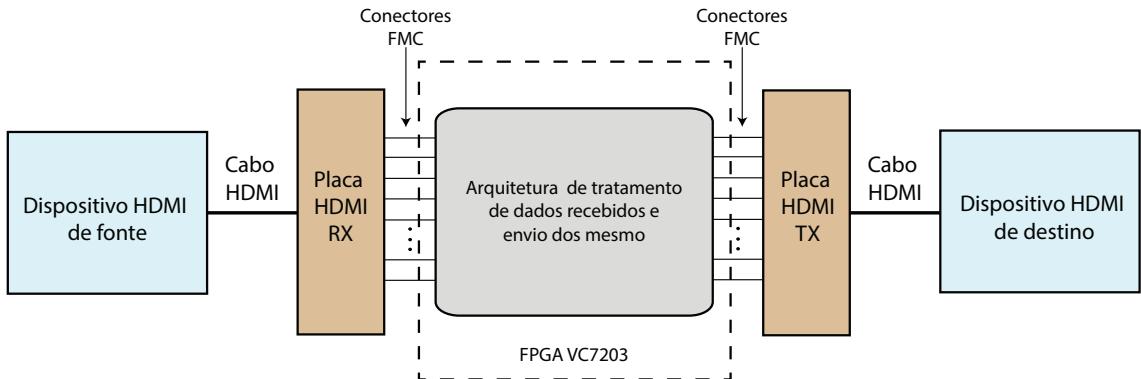


Figura 1.2: Diagrama geral da primeira parte do problema

À placa HDMI receptora é ligado um sinal externo via cabo HDMI de uma fonte e de seguida essa mesma placa envia para a FPGA, através dos conectores FMC, os sinais de vídeo a serem transmitidos. Na FPGA VC7203 é desenvolvida uma arquitetura que permite o tratamento dos dados provenientes dos conectores FMC e de seguida, esses mesmo dados, são enviados para a placa HDMI transmissora de maneira a que esta os transmita para o dispositivo de destino.

A segunda parte do projeto consiste em desenvolver uma arquitetura na FPGA que permite serializar os dados recebidos enviá-los através das saídas de alta velocidade da mesma e voltar a recebê-los. A figura 1.3 ilustra o diagrama do trabalho a ser desenvolvido nesta fase.

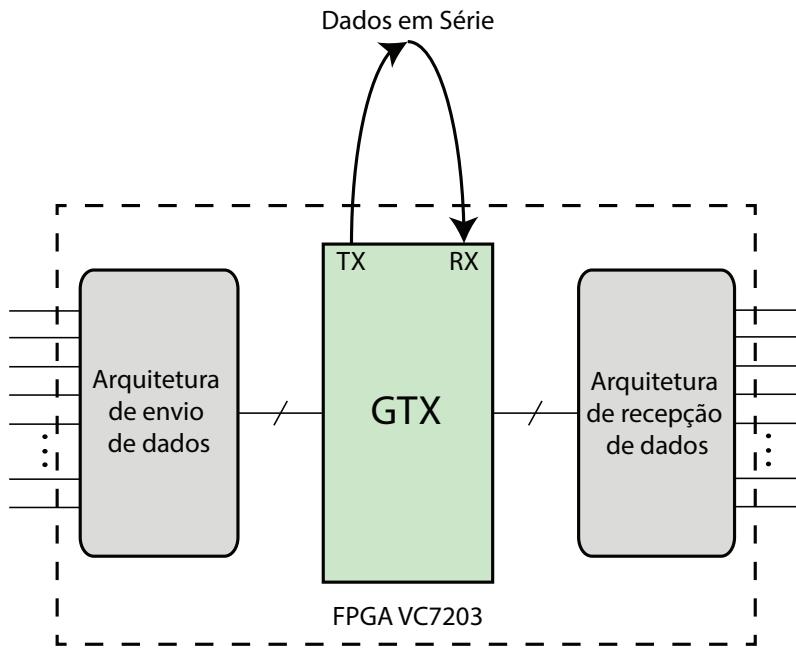


Figura 1.3: Diagrama geral da segunda parte do problema

Tal como ilustra a figura 1.3, deve ser desenvolvida uma arquitetura que organize os dados em paralelo em tramas e de seguida os envie para os transscetores da FPGA que automaticamente fazem a sua serialização. Os dados em série são transmitidos por um cabo físico e recebidos nos transscetores onde são deserializados novamente. Por fim, as tramas são recebidas e processadas de modo a obter-se na saída os dados em paralelo tal como recebidos na entrada. Assim que as duas partes do projeto estejam concluídas obtém-se o objetivo final.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada em vários capítulos que vão desde uma revisão bibliográfica do problema até à descrição da resposta ao mesmo. No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre os diversos aspectos que o problema apresenta, expondo também considerações de diversos autores sobre esses mesmos aspectos.

No capítulo 3 é descrita toda a conceção e desenvolvimento das arquiteturas referentes à primeira parte do trabalho apresentado em 1.3. Todas estas são devidamente detalhadas e são ainda apresentados os principais resultados obtidos.

O capítulo 4 aborda todas as questões relativas à transmissão em série. Uma vez que existem transscetores disponíveis nos recursos utilizados, neste capítulo são apresentadas as arquiteturas dos mesmo e as características mais relevantes para o correto funcionamento do projeto em geral. No capítulo 5 são apresentadas as arquiteturas desenvolvidas para se

obter uma ligação em série, todas as suas características e ainda são explicadas as decisões tomadas quanto à escolha de determinados parâmetros.

O capítulo 6 expõe as conclusões finais de todo o trabalho realizado e ainda aborda trabalho que pode futuramente ser realizado decorrente do que foi realizado até ao momento.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é realizada uma breve revisão bibliográfica das interfaces de vídeo existentes, em específico do HDMI, e também de métodos de transmissão dos sinais HDMI para a FPGA. São também abordadas técnicas de serialização de dados e todos os cuidados que se deve ter com este processo, finalizando o capítulo com uma breve abordagem dos transceptores disponíveis na FPGA utilizada no projeto.

2.1 Interfaces de transmissão de vídeo/audio

As interfaces de áudio e vídeo definem parâmetros físicos e interpretações dos sinais recebidos, segundo [4]. Para sinais digitais a interface acaba por definir não só a camada física mas também a camada de ligação de dados e principalmente a camada da aplicação. As características físicas do equipamento (elétrico ou ótico) incluem o número e o tipo de ligações necessárias, tensões, frequências, intensidade ótica e ainda o *design* físico dos conectores. Relativamente à camada de ligação de dados, esta define como os dados da aplicação serão encapsulados para que, por exemplo, possam ser sincronizados ou para fazer correções de erros. Por fim, a camada da aplicação define o formato do sinal de áudio e vídeo a ser transmitido, normalmente incorporando *codecs* não específicos. No entanto, por vezes esta camada acaba por não definir em concreto o tipo de formato de dados deixando em aberto tal parâmetro para que se possa transmitir dados no geral (é o caso do HDMI).

No caso da transmissão de sinais de áudio e vídeo digital existem várias interfaces que passam a ser analisadas, segundo [4]:

- **Display Port:** utiliza um conector do tipo *DisplayPort* e é o principal concorrente do HDMI. Esta interface define uma interconexão sem licenças que foi inicialmente desenhada para ser utilizada numa conexão entre o computador e o monitor do mesmo. O sinal de vídeo não é compatível com DVI ou HDMI, mas um conector *DisplayPort* pode fazer passar estes sinais.

- ***IEEE 1394 "FireWire"***: utiliza um conector do tipo *FireWire* ou i.LINK. Este protocolo de transferência de dados é principalmente utilizado em câmaras digitais, mas também em computadores e em transferências de sinal de áudio. Este tipo de interface é capaz de hospedar vários sinais no mesmo cabo entregando os dados nos devidos destinos.
- ***HDMI (High Definition Multimedia Interface)***: utiliza um conector do tipo HDMI e é uma interface de transmissão de sinal áudio/vídeo comprimida para transmissão de sinal digital descomprimida.

2.2 HDMI (*High Definition Multimedia Interface*)

O HDMI é uma interface de áudio e vídeo de alta definição que transporta dados áudio no formato não comprimido. Suporta num único cabo qualquer formato de vídeo em diversas resoluções e desde 2004 tem vindo a sofrer algumas alterações que vêm melhorar o desempenho da interface.

Esta interface está dividida em diversos canais de comunicação que implementam determinados protocolos e tecnologias, entre os quais se destacam as seguintes de [1]:

DDC - *Display Data Channel*

É um conjunto de protocolos utilizado nas comunicações digitais entre um dispositivo de origem e um dispositivo final que permite a comunicação entre ambos. Estes protocolos permitem que o ecrã comunique com o seu adaptador quais os modos que consegue suportar e também que o dispositivo que liga ao ecrã consiga ajustar alguns parâmetros, como por exemplo o contraste e a luminosidade. EDID (*Extended display identification data*) é a estrutura *standard* para este tipo de comunicações que define as capacidades do monitor e os modos gráficos suportados pelo mesmo. Este protocolo é utilizado pela *source* da comunicação do HDMI para obter os dados necessários do dispositivo *sink*, no sentido de perceber quais os modos suportados pelo mesmo. Este canal é tambémativamente usado para HDCP (*High-Bandwidth Digital Content Protection*).

TMDS - *Transition-Minimized Differential Signaling*

É uma tecnologia utilizada para transmissão de dados em série de alta velocidade utilizado em comunicações digitais. O transmissor implementa um algoritmo que reduz as interferências eletromagnéticas nos cabos e permite ainda uma recuperação robusta de sinal de relógio no receptor.

Em específico na interface HDMI, este protocolo divide a informação a transmitir em 3 principais pacotes e intercala a sua transmissão: Período de transmissão de vídeo, período de transmissão de dados e período de controlo. No primeiro período (período de transmissão de vídeo) são transmitidos os píxeis do vídeo em linha. No segundo período

(o período de transmissão de dados) são transmitidos os dados de vídeo e os dados auxiliares à transmissão dentro dos respectivos pacotes. O terceiro período ocorre entre os dois anteriores.

Para além de ser utilizada no HDMI, esta técnica é também utilizada em interfaces DVI.

CEC - Consumer Electronics Control

É uma característica do HDMI que permite ao utilizador controlar até 15 dispositivos que tenham esta mesma característica ativa e que estão conectados por HDMI usando apenas um controlo remoto. Também é possível dispositivos individuais controlarem outros dispositivos sem intervenção do utilizador

ARC - Audio Return Channel

Esta característica do HDMI utiliza 2 pinos do conector. É uma ligação de áudio que tem como objetivo substituir outros cabos entre a TV e outros receptores ou então sistema de som. Esta direção é usada quando é a TV que gera ou recebe o vídeo mas é outro equipamento que reproduz o som. Esta característica está apenas disponível a partir da versão 1.4 de HDMI.

HEC - HDMI Ethernet Channel

Esta especificação do HDMI, tal como a anterior, está também apenas disponível a partir da versão 1.4 do HDMI e é uma tecnologia capaz de consolidar vídeo, áudio e dados em série num único cabo HDMI, permitindo também aplicações baseadas em IP sobre o HDMI e uma comunicação *Ethernet* bidireccional até 100 Mbit/s.

Uma das principais características mais recentes das interfaces HDMI prende-se ao facto de permitir que sinais não sejam reproduzidos em dispositivos não autorizados. Isto é, através de um protocolo cujo nome já foi referido anteriormente, HDCP (*High-Bandwidth Digital Content Protection*), o sinal HDMI pode ser encriptado e posteriormente transmitido pela *source*, protegendo assim a sua reprodução em dispositivos não autorizados. Esta tem vindo a tornar-se uma característica importante, visto que a reprodução ilegal de vídeos tem vindo a tornar-se recorrente nos dias atuais.

2.3 Transmissão de dados HDMI

A interface HDMI, tal como descrito na subsecção anterior, consiste numa interface que permite a transferência de sinais áudio e vídeo digitais entre dois dispositivos. Para que seja possível a conexão entre dois dispositivos HDMI é necessário logo à partida que existam dois conectores HDMI, e ainda que o sinal que vem transportado no cabo seja convertido para apenas serem transmitidos os dados referentes à imagem e ao som.

O projeto recorre então à utilização de um tipo de *hardware* capaz de cumprir as duas funções descritas, que são duas placas HDMI com o nome de TB-FMC-HDMI2. Ao todo são usadas duas placas, uma recetora do sinal HDMI (RX) e outra transmissora do sinal HDMI (TX) sendo que cada uma tem dois canais (RX0 e RX1, TX0 e TX1). No caso da placa recetora o sinal proveniente da fonte HDMI é recebido e, através dos conectores FMC (*FPGA Mezzanine Card*), envia apenas os dados referentes à imagem e som. No caso da placa transmissora o processo é inverso, ou seja, os conectores FMC recebem os dados apenas referentes à imagem e ao som e a placa envia um sinal HDMI através do seu conector para o dispositivo final HDMI.

2.3.1 Conexão à FPGA XILINX VC7203 Virtex-7

Na figura 2.1 visualiza-se a placa de desenvolvimento a ser utilizada no projeto. Assinalado a tracejado vermelho é possível visualizar os 3 conectores FMC que a placa VC7203 disponibiliza.



Figura 2.1: Vista Geral da FPGA VC7203 Virtex-7 (retirada de [5])

Os conectores assinalados na figura desta placa tratam-se de conectores FMC HPC (*High Pin Count*) e permitem conectar as placas HDMI com a FPGA. Segundo [6], os conectores FMC implementam determinadas normas que permitem uma rápida transmissão de dados entre placas. Existem dois tipos de conectores FMC : LPC (*Low Pin Count*) que disponibiliza 160 pinos e ainda HPC que dispõe de 400 pinos. Ainda segundo [6], qualquer

Este tipo de conectores consegue alcançar uma velocidade de conexão de até 2 Gbit/s para sinais com sinalização diferencial e única. Para além da rápida velocidade de transmissão, outra grande vantagem que a utilização deste tipo de conector traz é número de conexões que permite (400 pinos no caso de HPC) para a pequena área que ocupa.

Em específico nesta FPGA existem três conectores FMC (FMC1, FMC2 e FMC3) que permitem diferentes conectividades. Segundo [5], o conector FMC1 dispõe de 68 pares diferenciais definidos pelo utilizador e ainda quatro sinais de relógio diferenciais. O mesmo acontece para o conector FMC2. No entanto, o conector FMC3 apenas disponibiliza 65 pares diferenciais que podem ser definidos pelo utilizador e quatro sinais de relógio diferenciais.

2.3.2 Recetor

Na figura 2.2 é possível visualizar o diagrama de blocos do recetor.



Figura 2.2: Diagrama de blocos da placa HDMI RX (retirado de [7])

Através de uma rápida observação deste diagrama é possível concluir que se pode dividir as suas principais funções em duas partes que passam a ser descritas nas próximas

subsecções.

2.3.2.1 Re却eção do Sinal HDMI (ADV7612 para a FPGA localizada na placa)

A receção do sinal HDMI é feita por um conector e usa um circuito integrado ADV7612BSWZ-P que recebe o sinal e retira do mesmo os sinais a serem passados para a FPGA localizada na placa HDMI. O receptor tem também uma memória EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read-Only memory*) que é usada para guardar dados EDID.

2.3.2.2 Interface com o conector FMC (da FPGA localizada na placa para o conector FMC)

Após passarem pela FPGA integrada na placa, são passados os seguintes sinais presentes na tabela 2.1 (para o caso em que a FPGA está configurada por omissão):

Tabela 2.1: Nomes dos pinos da interface FMC de TB-FMCH-HDMI2 RX (adaptada de [7])

Nome do Pino	Input/Output	FPGA para FMC	FMC para FPGA
CLK0_M2C_P	Output	RX#0_LLC	RX#0 sinal LLC
CLK1_M2C_P	Output	RX#1_LLC	RX#1 sinal LLC
LA00_P_CC	Output	RX#0_VSYNC	RX#0_VSYNC
LA01_P_CC	Output	RX#0_HSYNC	RX#0_HSYNC
LA02_P	Output	RX#0_DE	RX#0 data enable
LA03_P a LA32_P	Output	RX#0_P0 a RX#0_P29	RX#0 dados de vídeo de 0 a 29
LA33_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK0_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
CLK1_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
LA00_N_CC	Output	RX#1_VSYNC	RX#1_VSYNC
LA01_N_CC	Output	RX#1_HSYNC	RX#1_HSYNC
LA02_N	Output	RX#1_DE	RX#1 data enable
LA03_N a LA32_N	Output	RX#1_P0 a RX#1_P29	RX#1 dados de vídeo de 0 a 29
LA33_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK2_M2C_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK3_M2C_P	Input/Output	Não usado	_____
HA00_P a HA23_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK2_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
CLK3_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
HA00_N a HA23_N	Input/Output	Não usado	_____

Através da análise da tabela 2.1 e do diagrama de blocos da placa na figura 2.2 conclui-se que o integrado ADV7612 é capaz de colocar na sua saída vários sinais (tanto referentes à imagem como ao som), no entanto estes não são todos transmitidos para os conectores FMC. Isto deve-se à configuração presente na FPGA que determina os sinais a enviar para os conectores. Para além disto, através da leitura de [8] conclui-se que esta também configura alguns parâmetros do integrado ADV7612 que permitem que este transmita sinais num determinado formato e número de bits.

Para esta configuração, são transmitidos para os conectores dados referentes à imagem e sinais de sincronização do mesmo. Os dados da imagem são enviados do receptor 0 entre os pinos LA03_P a LA32_P, e do receptor 1 entre LA03_N a LA32_P. O sinal “*data enable*” sinaliza a chegada de dados e está ativo quando estão a ser transmitidos os sinais referentes a cada píxel. *H SYNC* é um sinal que representa a sincronização horizontal e sincroniza o início da linha do dispositivo de destino com a imagem que o originou. Por outro lado, o sinal *V SYNC* é a representação da sincronização vertical, que tem a mesma função que *H SYNC*, certificando-se de que o dispositivo de destino começa no topo na imagem na altura correta.

Uma nota importante ainda sobre a passagem dos sinais através dos conectores FMC é que os dados provenientes da FPGA da placa para os conectores são amostrados no flanco negativo do sinal de relógio do vídeo. Assim, estes mesmos dados devem ser lidos no flanco positivo do sinal do relógio do lado da FPGA principal. A figura 2.3 ilustra esta situação.

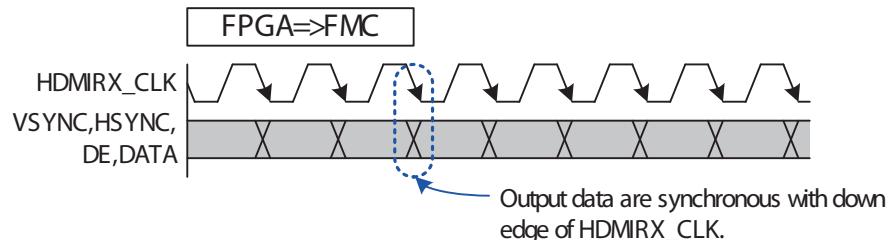


Figura 2.3: Amostragem dos dados provenientes da FPGA no receptor (retirada de [7])

2.3.3 Transmissor

O diagrama de blocos do transmissor está representado na figura 2.4.

Mais uma vez é possível dividir o diagrama em duas principais funções que passam a ser descritas.

2.3.3.1 Interface com o conector FMC (do conector FMC para a FPGA localizada na placa)

No caso do transmissor o processo é feito no sentido inverso, ou seja, os sinais são lidos dos conectores FMC da placa HDMI e são amostrados para a FPGA da mesma na transição de 0 para 1 do sinal de relógio do HDMI, tal como ilustra a figura 2.5. Estes são de seguida processados pela FPGA de maneira a serem enviados para o transmissor HDMI (ADV7511).

Os sinais representados na tabela 2.2 são equivalentes aos sinais presentes na tabela 2.1, mais uma vez com a placa configurada por omissão, e correspondem aos sinais que a placa transmissora deve receber através dos seus conectores.



Figura 2.4: Diagrama de blocos da placa HDMI TX (retirado de [7])

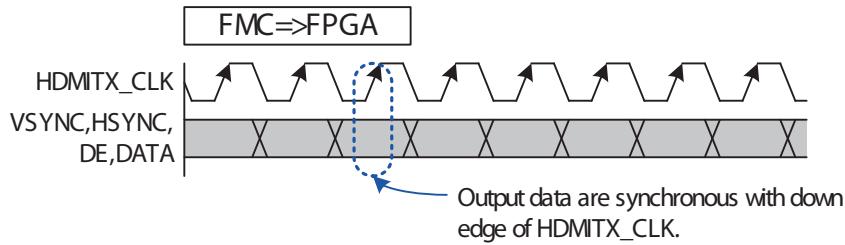


Figura 2.5: Amostragem dos dados provenientes do FMC no receptor (retirada de [7])

2.3.3.2 Transmissor HDMI (da FPGA localizada na placa para ADV7511)

Os sinais recebidos são processados pela FPGA de maneira a enviá-los para o bloco ADV7511 localizado na placa. Através da análise dos documentos [9] e [10] conclui-se que, para além dos dados de imagem e os seus sinais de controlo, são também enviados para o integrado ADV7511 sinais que indicam as características de transmissão de entrada e saída. De seguida, o ADV7511 converte o sinal para o poder enviar através do cabo HDMI para o dispositivo final.

Tabela 2.2: Nomes dos pinos da interface FMC de TB-FMCH-HDMI2 TX (adaptada de [7])

Nome do pino	Input/Output	FMC para FPGA	FPGA para TX
CLK0_M2C_P	Input	TX#0_DCLK	TX#0 sinal DCLK
CLK1_M2C_P	Input/Output	Não usado	_____
LA00_P_CC	Input	TX#0_VSYNC	TX#0_VSYNC
LA01_P_CC	Input	TX#0_HSYNC	TX#0_HSYNC
LA02_P	Input	TX#0_DE	TX#0 data enable
LA03_P a LA32_P	Input	TX#0_D0 a TX#0_D29	TX#0 dados de vídeo de 0 a 29
LA33_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK0_M2C_N	Input	TX#1_DCLK	TX#0 sinal DCLK
CLK1_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
LA00_N_CC	Input	TX#1_VSYNC	TX#1_VSYNC
LA01_N_CC	Input	TX#1_HSYNC	TX#1_HSYNC
LA02_N	Output	TX#1_DE	TX#1 data enable
LA03_N a LA32_N	Output	TX#1_D0 a TX#1_D9	TX#1 dados de vídeo de 0 a 29
LA33_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK2_M2C_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK3_M2C_P	Input/Output	Não usado	_____
HA00_P a HA23_P	Input/Output	Não usado	_____
CLK2_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
CLK3_M2C_N	Input/Output	Não usado	_____
HA00_N a HA23_N	Input/Output	Não usado	_____

2.4 Conexão de alta velocidade em série

Nesta secção é abordado o tema de comunicação em série em alta velocidade, desde as suas vantagens e desvantagens até tipos de arquiteturas habitualmente utilizados.

2.4.1 Comunicações em paralelo VS comunicações em série

Desde sempre que tanto a comunicação em série como em paralelo têm vindo a ser utilizadas para as diferentes aplicações que envolvem a transmissão de dados entre módulos, e nesta subsecção são abordadas as diferentes características de cada um. A comunicação de dados em paralelo é utilizada para comunicações relativamente curtas pelo facto de ser mais simples e não trazer tantas implicações. Olhando para um exemplo em concreto deste projeto: a comunicação entre as placas HDMI e a FPGA VC7203 é feita em paralelo através dos conectores FMC, tal como explicado em 2.3.1, porque é uma distância bastante curta e não envolve preocupações no que toca a dobrar ou triplicar a frequência de transmissão e vice-versa. Afinal, para transmitir um determinado número de dados em série é necessário multiplicar esse número de dados pela frequência de transmissão em paralelo do lado do transmissor, e do lado do receptor é necessário lidar com eventuais desalinhamentos.

Quando as comunicações em paralelo começaram a ser utilizadas a distâncias maiores e a ser também necessário uma velocidade de comunicação maior, começaram a surgir mais problemas relativamente ao uso desta forma de transmissão. Apesar de, segundo [11], terem sido aplicados métodos que viessem melhorar o desempenho destas comunicações

em termos de velocidade, como por exemplo, a sinalização diferencial que veio aumentar a mesma, existem ainda bastantes desvantagens segundo [12]. Há uma desvantagem que se torna bastante óbvia de constatar que é o custo: ter uma ligação em série com um cabo é muito menos dispendioso do que ter 400 cabos (no caso da transmissão entre as placas HDMI e a FPGA) para ter uma ligação em paralelo. Para além disto, existem mais três problemas também apontados por [12] : *clock skew*, *data skew* e *crosstalk*. *Clock* e *data skew* tratam-se de pequenos desvios na chegada ao receptor dos dados e dos sinais de relógio, isto porque nem todos são transmitidos exatamente à mesma velocidade e como tal podem provocar pequenos atrasos. Apesar de serem pequenos, podem vir a causar problemas visto que a velocidade de transmissão é bastante alta. Segundo este mesmo autor, existem já técnicas capazes de corrigir estes atrasos relativamente ao sinal de relógio (devido à sua periodicidade), e a correção dos dados também é possível, no entanto é muito mais problemática. A *crosstalk* trata-se de uma interferência entre cabos adjacentes, inerente à transmissão, que se torna ainda mais problemática com o aumento dos mesmos.

Estas razões, entre outras, têm vindo a motivar o desuso das comunicações em paralelo para transmissões de alta velocidade. Em [11] são expostas algumas das razões para usar as ligações em série para tal efeito. O autor menciona o facto da utilização de menos pinos para uma maior largura de banda, o que faz com que o custo da transmissão baixe consideravelmente. Este autor considera também um problema das transmissões em paralelo que não acontece em série: as consequências das constantes alternâncias das saídas. Isto é, numa ligação em paralelo o mais provável é que todas as saídas estejam a alternar constantemente e, como tal, esta alternância na massa acaba por criar ruído que é propagado na ligação. Claro que é possível resolver este problema aplicando sinalização diferencial aos sinais transmitidos, mas em contrapartida aumenta o número de pinos necessários, aumentando por isso o custo da ligação.

Aparentemente, torna-se óbvio que as ligações em série devem ser usadas para este efeito uma vez que só acarretam consigo vantagens, no entanto é necessário ter com consideração as desvantagens desta utilização.

Logo à partida o primeiro problema que rapidamente o autor de [11] constata é a integridade do sinal, isto é, é expectável que para garantir a integridade do sinal será necessário recorrer a mais lógica que o garanta. Para além disso, também será de esperar que este tipo de comunicações exija placas, cabos e conectores de alta velocidade que são mais caros. E claro, uma vez que estas comunicações trabalham a uma cadência bastante elevada também é de esperar que seja necessário fazer simulações digitais em bases de tempo mais pequenas o que pode trazer algumas complicações.

Em conclusão, e tal como o autor de [11] menciona, hoje em dia a utilização de ligações em série já não são utilizadas apenas na indústria das telecomunicações mas acaba por ser transversal a outras tantas que a usam. O autor remata ainda que o futuro da eletrónica passa por comunicações em série.

2.4.2 Considerações sobre arquiteturas de transmissão de dados em série

Nesta subsecção são apresentadas considerações que devem ser tomadas quando se trata de implementar uma arquitetura que permita enviar dados em série a alta velocidade.

Arquitetura de serializadores e deserializadores de alta velocidade

No projeto desenvolvido lida-se com sinais provenientes da fonte HDMI em paralelo e para que seja possível transmiti-los em série a alta velocidade é necessário implementar um arquitetura capaz de lidar com este processo de conversão. Nesta subsecção são abordadas algumas técnicas de implementação de serializadores e deserializadores, as suas características e cuidados na sua implementação.

Na figura 2.6 é apresentada uma simples arquitetura de um serializador e deserializador proposto pelo autor de [11]. A figura ilustra um diagrama de blocos, em que cada bloco possui uma determinada função para se obter uma conversão de dados paralelo para série e vice-versa.

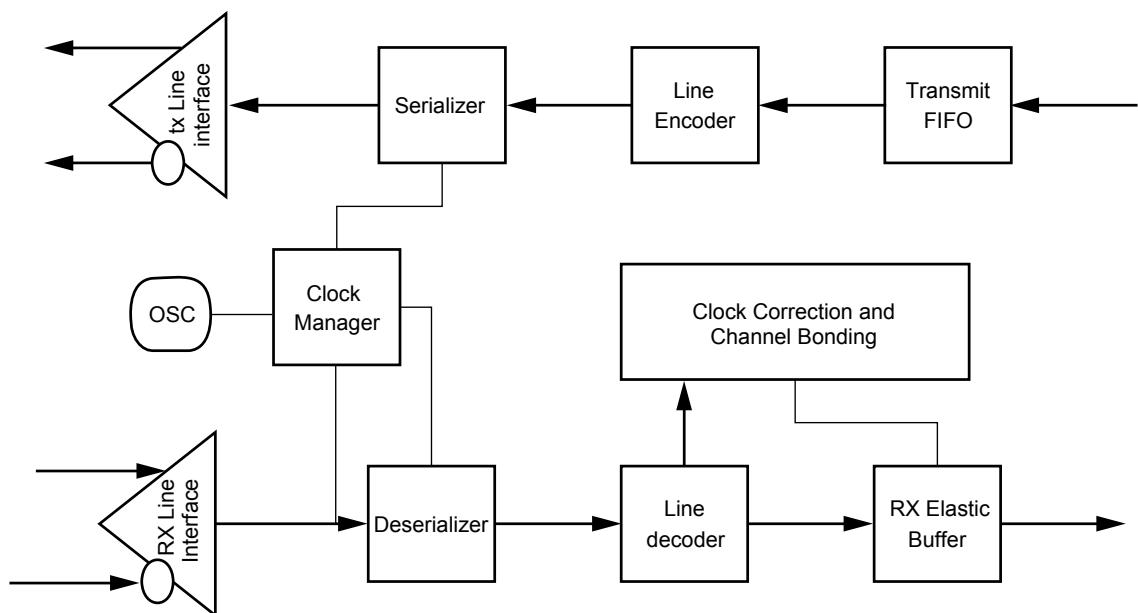


Figura 2.6: Arquitetura simples de um serializador e deserializador (retirada de [11])

As funções de cada bloco do diagrama do serializador apresentado passam a ser brevemente descritas:

- **Transmit FIFO (First in, First out):** Trata-se de uma memória FIFO que guarda os dados em paralelo antes destes serem enviados para o resto da arquitetura. No diagrama poderia também estar representada uma fonte direta de sinais em paralelo (como é o caso deste projeto).

- **Line Encoder:** Este bloco trata-se de um bloco opcional, e nem em todas as arquiteturas de serializadores/deserializadores está presente. Este bloco codifica os dados que recebe para um formato "*line-friendly*" ¹. Trata-se de um formato que ajuda o receptor a recuperar os sinais da dados e relógio, normalmente envolvendo a eliminação de longas tramas de zeros ou uns, de maneira a garantir que há um equilíbrio entre o número de uns e zeros numa trama.
- **Serializer:** Tal como o nome indica este é um bloco que serializa os dados que recebe, ou seja, quando recebe um determinado número de dados em paralelo (x dados) a uma determinada cadência (frequência y), transforma-o num *stream* de dados a uma taxa de x multiplicado por y.
- **TX Line Interface:** Este bloco acaba por ser a interface final do serializador com o cabo físico, e geralmente também lhe são aplicados determinados processos que permitem a melhor recuperação do sinal do lado do receptor.

Por outro lado, o deserializador tem de fazer todo o processo inverso que o bloco serializador faz. As funções de cada bloco passam a ser brevemente descritas.

- **RX Line Interface:** É a interface do deserializador com o cabo físico. Já pode incluir alguma equalização do sinal passiva ou ativa.
- **Deserializer:** Converte os dados em série que recebe a uma cadência de x multiplicado por y, em x dados paralelo a uma cadência de y.
- **Line Decoder:** Descodifica os dados recebidos, se tal processo foi realizado do lado do transmissor.
- **RX Elastic Buffer:** Este bloco permite o alinhamento dos dados recebidos para os repectivos limites. Tal pode ser feito automaticamente ou recorrer-se a palavras de alinhamento, também chamadas de "vírgulas".
- **Clock Correction and Channel Bonding:** Este bloco permite que haja correção entre as diferenças de sinais de relógio, e ainda correção de atrasos entre diferentes canais (caso haja transmissão em vários canais).

Existe ainda um bloco que é comum tanto ao serializador como ao deserializador que é o **Clock Manager** que essencialmente é responsável pelos diversos processos que os sinais de relógio necessitam: desde multiplicações de frequências, divisões e até mesmo recuperação do mesmo.

Esta arquitetura aqui apresentada acaba por expor os blocos essenciais para o correto funcionamento de um serializador e deserializador, no entanto existem outras características que podem ser adicionadas: desde os diferentes tipos de codificações possíveis, até códigos detetores e corretores de erros que podem ser adicionados à arquitetura.

¹é o termo usado pelo autor de [11]

Restrições na utilização de circuitos de serializadores e deserializadores

Quando se passa para a implementação de serializadores e deserializadores é necessário ter em conta algumas considerações relativamente aos circuitos utilizados. Segundo [12], logo à partida existem grandes restrições no que toca aos circuitos utilizados nestes tipos de arquiteturas. Isto porque os sinais recebidos em paralelo são sinais digitais, contudo quando estes sinais passam pelo canal de transmissão sofrem distorções e também lhes é adicionado ruído, o que leva a que o sinal recebido do lado do receptor seja um sinal analógico e que necessite de ser tratado como tal. A sua recuperação tem de ser então baseada na regeneração correta do sinal de relógio e também na amostragem apropriada.

Ao mesmo tempo, este tipo de dispositivos são normalmente um subsistema de um sistema grande e usados em dispositivos portáteis, e como tal precisam de ter um baixo consumo de energia. Assim sendo, um dos primeiros grandes desafios desta implementação de serializador/deserializador, segundo [12], é conseguir implementar circuitos digitais de alta velocidade e ao mesmo tempo possuem um baixo consumo de potência. Este mesmo autor apresenta duas principais técnicas utilizadas para alcançar tais objetivos que passam pela utilização de lógica CMOS (*Complementary metal-oxide-semiconductor*) que permitem a utilização a alta velocidade com baixo consumo de potência.

Outro requisito crítico na implementação deste tipo de arquiteturas é também a adaptação das impedâncias características do *buffer* (de transmissão e receção) com a impedância característica da linha onde é transmitido o sinal. Isto porque, caso estas não estejam adaptadas ocorrerão reflexões no lado do transmissor ou do receptor (consoante a desadaptação) que não permitem a transmissão da potência total do sinal. No entanto, este requisito requer um grande consumo de potência, pois na prática os canais de transmissão têm uma impedância muito baixa.

Codificação dos sinais e sua importância

O bloco de codificação de sinais insere-se nesta arquitetura do transmissor devido à sua importância relativamente à recuperação dos dados do lado do receptor. Estes blocos modificam os sinais para um formato que permite ao receptor recuperar os sinais de relógio mais facilmente, garantindo que existe um número suficiente de transições entre zero e um. Segundo [11], este bloco, para além de fazer o que já foi descrito garante que existe um balanço entre zeros e uns na linha de transmissão (*Direct Current Balance - DC Balance*) e opcionalmente pode também implementar mecanismos de correção de sinal de relógio, sincronização de blocos e eventuais sinalização de canais (quando é usado mais do que um canal físico na transmissão).

Ainda segundo o autor de [11], um dos esquemas de codificação e descodificação mais utilizados em diversos protocolos é 8B/10B. Este tipo de codificação converte palavras de 8 bits em 10 bits garantindo um número suficiente de transições entre zeros e uns nas palavras

codificadas. Este mecanismo irá garantir que o sinal de relógio será corretamente recuperado do lado do receptor. Na tabela 2.3 é possível encontrar dois exemplos de codificação de palavras de 8 bits em 10 bits. Note-se que palavras que não apresentam transições entre zero e um (no caso da primeira linha da tabela) ou poucas (no caso da segunda linha da tabela) passam a ter transições suficientes para que o sinal de relógio possa ser recuperado do lado do receptor.

Tabela 2.3: Exemplo de codificação 8B/10B (retirada de [11])

Palavra de 8 bits	Símbolo de 10 bits
00000000	1001110100
00000001	0111010100

Este método de codificação garante que existe um balanço entre o número de zeros e uns na linha de transmissão de uma maneira particular, chamada disparidade. Afinal, a maneira mais fácil de garantir este balanço seria limitar os números de zeros e uns em cada palavra (5 zeros e 5 uns), que por acaso são os exemplos apresentados na tabela 2.3. Contudo esta restrição viria limitar o número de palavras de 10 bits possíveis de obter. Em vez disso, este método utiliza dois símbolos para palavra codificada. Isto é, para uma palavra de 8 bits codifica de duas maneiras possíveis em que, geralmente, uma tem 6 zeros e 4 uns e a outra tem 4 zeros e 6 uns. Essencialmente, para cada palavra de 8 bits há duas possibilidades de codificação e durante a transmissão das palavras a seleção é feita com base na necessidade de balanço de zeros e uns na linha. Geralmente os símbolos são reconhecidos por + e -.

Outra vantagem da utilização deste tipo de codificação tem a ver com a deteção de erros do lado do receptor. Isto é, este monitoriza o balanço de zeros e uns tendo em conta a disparidade e caso haja alguma violação nestas regras então o receptor é capaz de detetar a ocorrência de erros.

Tabela 2.4: Exemplo de palavras de 8 bits codificadas em 8B/10B (retirada de [11])

Hexadecimal	Palavra de 8 bits	Símbolo de 10 bits (-)	Símbolo de 10 bits (+)
EA	11101010	0101011110	0101010001
FF	11111111	1010110001	0101001110
A4	10100100	1101011010	0010101010

Na tabela 2.4 são apresentadas três palavras de 8 bits codificadas nas suas duas possibilidades. A palavra apresentada na 1^a linha, EA em hexadecimal, na sua codificação negativa apresenta 6 uns e 4 zeros, contudo na sua forma positiva apresenta 4 uns e 6 zeros. O mesmo acontece com a palavra apresentada na última linha. No entanto a palavra representada na 2^a linha apresenta o mesmo número de zeros e uns em ambos os formatos. Se hipoteticamente fosse necessário transmitir estas palavras seguidas, o codificador teria

em atenção o balanço entre zeros e uns na linha de transmissão aquando a transmissão da palavra EA e A4 para que o mesmo fosse garantido.

Alinhamento da transmissão

Uma função importante do deserializador, segundo o autor de [11] é o alinhamento dos dados que chegam em série. Por outras palavras, é importante que o deserializador reconheça os limites de uma determinada palavra transmitida. Para esse efeito são usados uns símbolos especiais que a codificação 8B/10B disponibiliza. Segundo [11], este tipo de codificação dispõe de 12 símbolos que se codificam em 12 símbolos de controlo geralmente conhecidos por *K-characters*. Estes são geralmente usados para alinhamento e controlo devido às suas particulares características. Esses mesmos símbolos são apresentados na tabela 2.5.

Tabela 2.5: Símbolos de controlo específicos da codificação 8B/10B (retirada de [11])

Nome	Hexadecimal	Palavra de 8 bits	Símbolo de 10 bits (+)	Símbolo de 10 bits (-)
K28.0	1C	00011100	0011110100	1100001011
K28.1	3C	00111100	0011111001	1100000110
K28.2	5C	01011100	0011110101	1100001010
K28.3	7C	01111100	0011110011	1100001100
K28.4	9C	10011100	0011110010	1100001101
K28.5	BC	10111100	0011111010	1100000101
K28.6	DC	11011100	0011110110	1100001001
K28.7	FC	11111100	0011111000	1100000111
K23.7	F7	11110111	1110101000	0001010111
K27.7	FB	11111011	1101101000	0010010111
K29.7	FD	11111101	1011101000	0100010111
K30.7	FE	11111110	0111101000	1000010111

Para conseguir alinhar, o receptor procura por uma palavra de alinhamento, conhecida por "comma" (vírgula em português), e quando a encontra repõe os limites de alinhamento das palavras. Como esta procura é contínua, a partir da primeira deteção todas as palavras de alinhamento que forem detetadas encontrarão o alinhamento já feito. O valor deste símbolo que delimita as palavras (*comma*) pode à partida ser definido no transceptor, contudo por vezes pode vir já pré-definido.

A figura 2.7 ilustra o que acontece ao *stream* de bits que chegam ao receptor em série. Aquando da deteção da palavra de alinhamento todos os dados que são retirados daí para a frente já se encontram alinhados pelo delimitação da palavra. Na figura 2.8 é ilustrado o mesmo exemplo mas em paralelo, para melhor entendimento do processo de alinhamento. Todos os dados recebidos no receptor antes da palavra de alinhamento são considerados dados não alinhados.

Tal como o autor de [11] menciona, a palavra de alinhamento deve ser única e diferenciável de todos os outros dados que possam ser transmitidos. Este mesmo autor sugere que os símbolos especiais *K-characters* mencionados na tabela 2.5 sejam utilizados para

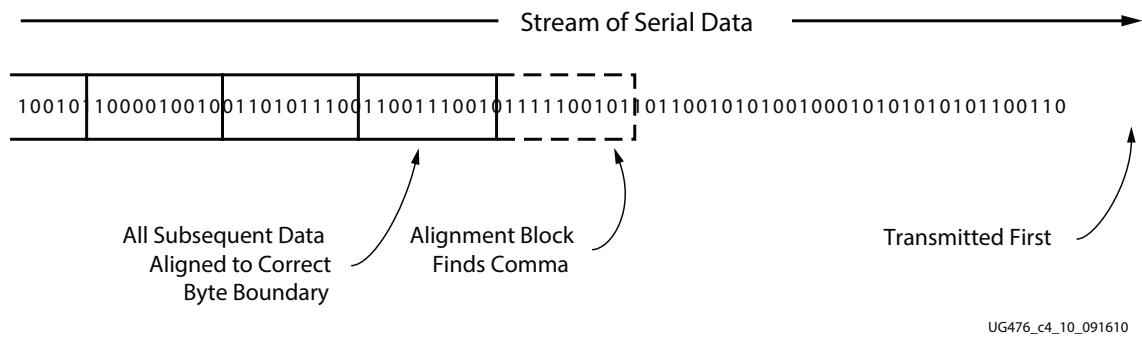


Figura 2.7: Ilustração do alinhamento em série quando encontrada a *comma* (retirada de [13])

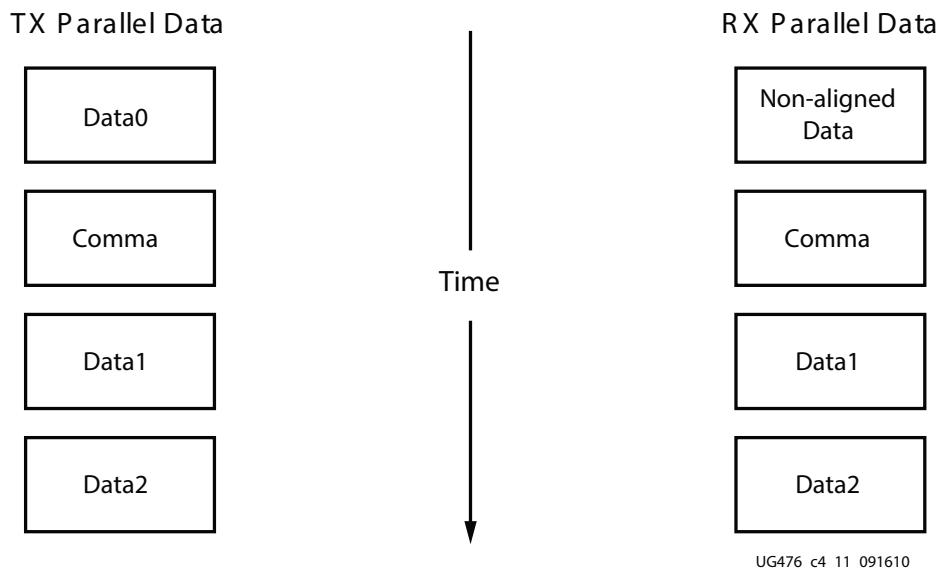


Figura 2.8: Ilustração do alinhamento em paralelo quando encontrada a *comma* (retirada de [13])

tal efeito, sendo que os mais adequados são o K28.1, K28.5 ou K28.7, pois todos têm um padrão inicial de 7 bits de 1100000, que apenas é encontrado nestes símbolos. Tal padrão não é encontrado em nenhuma outra sequência ordenada de dados ou em qualquer outro *K-character*, e por isso é ideal para o alinhamento. Este autor reforça ainda que quando um protocolo de comunicação está a ser construído, como é o caso deste projeto, a maneira mais segura é "pedir emprestado" este tipo de sinais de controlo a protocolos bem conhecidos.

PISO (Parallel input – serial output) e SIPO (serial input – parallel output)

Os blocos de serialização e deserialização da arquitetura têm uma grande importância no correto funcionamento de toda a arquitetura, isto porque, tal como o nome indica, estes convertem os dados em paralelo em série e vice-versa. Tal como já foi referido anteriormente, o serializador recebe N dados a uma frequência de X, e transmite esses N dados a uma frequência de X^N . Por outro lado o deserializador, reduz a frequência dos dados, convertendo-os em paralelo, para de seguida ser enviada para o resto da arquitetura para processamento desses mesmos dados. Por isso, é necessário tomar em atenção diversas características quanto à escolha destas arquiteturas, tais como a sua latência.

O autor de [12] propõe três tipos de arquiteturas para este tipo de bloco que são apresentadas na figura 2.9 cujas vantagens e desvantagens passam de seguida a ser expostas.

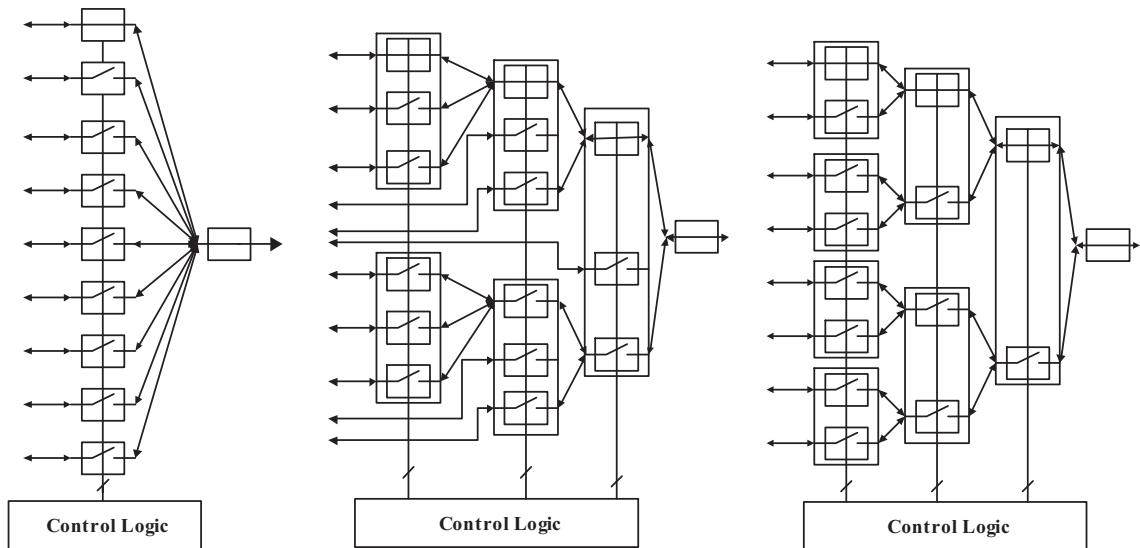


Figura 2.9: Arquiteturas de PISO/SIPO (retirada de [12])

No circuito mais á esquerda, denominada de a) pelo autor de [12], visualiza-se uma estrutura de um único andar, todavia esta é demasiado lenta devido às capacidades intrínsecas largas no nó de conversão. No circuito do centro, b), é representada uma topologia heterogénea que se torna mais rápida que a apresentada em a). Já no último circuito apresentado na figura (o da mais à direita), c), é representada uma topologia em árvore binária que é a mais rápida segundo o autor de [12]. O autor reforça ainda a ideia de que a utilização de multiplexadores de 2:1 e 1:2 são muito importantes para se obter uma arquitetura de funcionamento rápido. É de notar ainda que quando se utiliza uma arquitetura de serialização/deserialização em árvore binária, tal como o autor sugere, as portas de entrada do serializador terão dezenas de entradas, tal como as portas de saída do deserializador terão dezenas de saída, e por isso alguns pontos que necessitam de circuitos de velocidade elevada e outros não. Para tal é necessário ter em atenção que tipo de circuitos são usados em cada etapa do serializador, dada a sua necessidade de velocidade.

Em situações em que as taxas de débito são muito elevadas a utilização de *shift registers* torna-se também bastante eficiente para implementar um serializador/deserializador. Na figura 2.10 é possível visualizar o exemplo de uma serializador com a base em *shift-register* de 4 bits e na figura 2.11 um deserializador com base na mesma arquitetura de 4 bits.

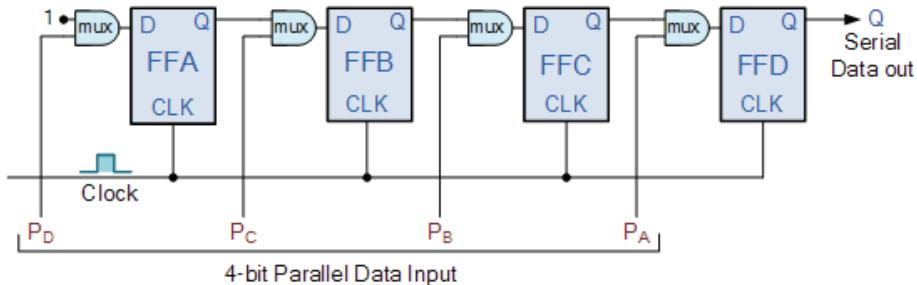


Figura 2.10: Arquitetura de um *shift-register* serializador de 4 bits (retirado de [14])

O serializador lê os dados os dados em paralelo a um sinal de relógio cuja frequência é mais baixa e após serem lidos (quando o sinal de escrita na arquitetura estiver desligado) os sinais saem à cadência de um sinal de relógio múltiplo superior ao anteriormente mencionado, obtendo-se desta maneira um sinal em série de alta velocidade.

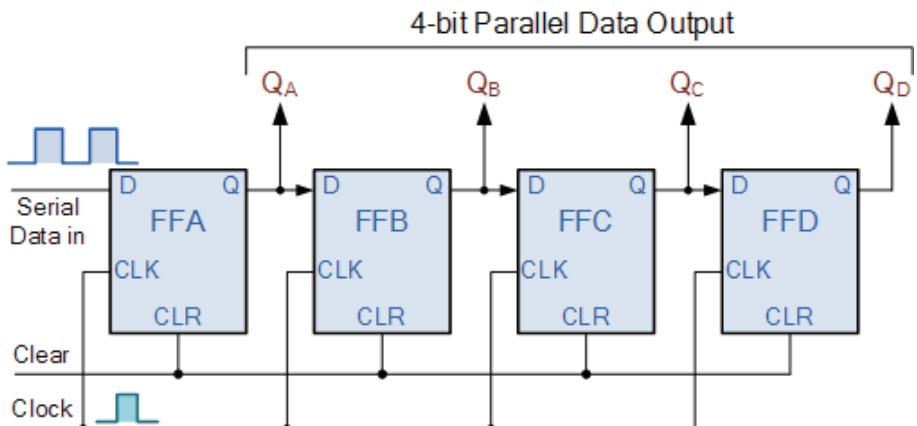


Figura 2.11: Arquitetura de um *shift-register* serializador de 4 bits (retirado de [14])

No caso do deserializador apresentado na figura 2.11, e segundo a fonte [14], os dados que chegam em série a uma frequência determinada pelo sinal de relógio *clock*, são movidos do registo A para o B e de seguida para o C e por fim para o D a essa mesma frequência (que corresponde à frequência de transmissão em série). Nas saídas Q_A, Q_B, Q_C e Q_D obtém-se esses sinais, que chegaram ao início da cascada de registos em série, em paralelo fazendo a sua amostragem a uma frequência mais baixa (múltipla da mais alta, tal como acontecia no serializador).

Os autores de [15] utilizam este tipo de estrutura de serializador para obter uma ligação em série de 1,25 Gbit/s. A arquitetura em questão é apresentada na figura 2.12.

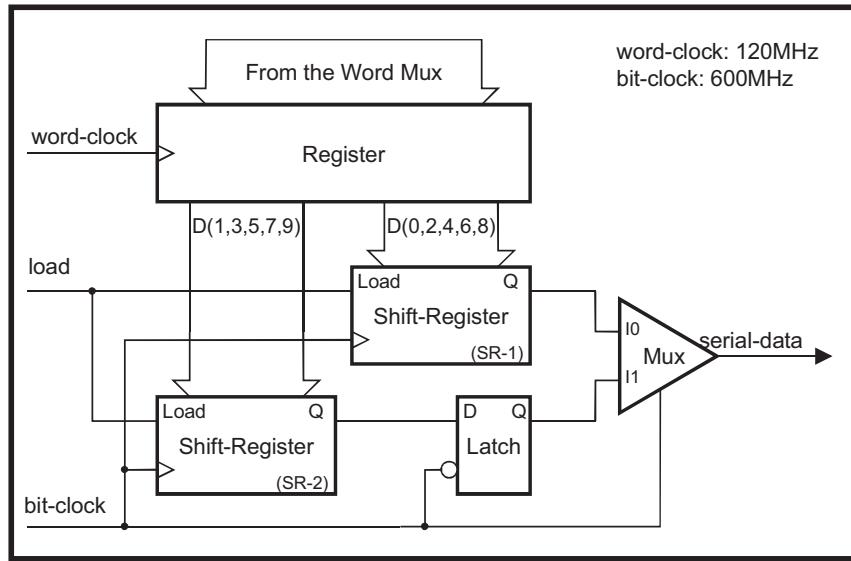


Figura 2.12: Exemplo de um serializador de 10 bits (retirado de [15])

Neste caso em específico, a cada ciclo de relógio de "word-cycle" é lida uma palavra de 10 bits proveniente de um multiplexador para um registo com nome na figura de "Register". A saída deste módulo é então dividida em dois "shift-register" de 5 bits cada. Tal como a figura ilustra, os bits são separados de forma a que bits adjacentes entrem em *shift-registers* diferentes. A saída do primeiro *shift-register* é a entrada do multiplexador de saída, enquanto que a saída do segundo *shift-register* é a entrada de uma *latch* que serve exatamente para atrasar meio ciclo de relógio a operação de alternação de registo em relação ao primeiro *shift-register*. As saídas do multiplexador de saída são selecionadas pela alternância do sinal de relógio com frequência mais elevada, fazendo assim uma correta seleção entre os bits adjacentes e obtendo a saída com a velocidade pretendida para este caso em específico: 1,25 Gbit/s. Este exemplo é aqui mencionado para que se possa perceber como é possível tirar partido deste tipo de arquiteturas de serialização.

Para que estes blocos funcionem é necessário que exista um sinal de relógio de alta frequência (à taxa de débito do canal em série) e um sinal de baixa frequência também (para amostrar os dados em paralelo). O sinal de relógio mais alto é usado para amostrar na saída os dados provenientes do sinal em paralelo e ao mesmo tempo para amostrar os dados recebidos em série. O sinal de frequência mais baixa, é utilizado para colocar na saída os dados que são amostrados do sinal em série. Desta forma, é necessário a utilização de multiplicadores de sinal de relógio e divisores de frequências.

Interfaces com a camada física

As interfaces com as camadas físicas em ambos os lados da transmissão (receptor e transmissor) incluem circuitos analógicos que permitem transmitir e receber sinais diferenciais.

Contudo o sinal comunicado ao longo do canal pode sofrer interferências por vários motivos, interferências essas que são críticas no que toca à receção do sinal. Por isso existe uma necessidade de utilizar técnicas que melhorem a ligação entre os dois terminais. Segundo [12], esta melhoria poderia ser facilmente obtida através da utilização de canais de ligação de melhor qualidade. No entanto esta opção traz custos acrescidos à ligação.

Assim sendo, recorre-se a técnicas implementadas nestas mesmas interfaces que por um lado são responsáveis por "preparar" os sinais a serem transmitidos para um canal ruidoso, prevenindo a sua alteração, e por outro são responsáveis de corrigir os dados recebidos de acordo com determinadas características. Estas técnicas que estão aqui a ser mencionadas têm o nome de pré-ênfase do lado do transmissor e equalização do lado do receptor e passarão a ser descritas com mais detalhe.

Durante a transmissão no canal físico é normal haver o fenómeno de interferência inter-simbólica que ocorre devido ao facto de haver longos períodos de transmissão de um determinado valor, seguido de um curto período de tempo com um valor oposto. Segundo a fonte [11], o meio físico tem menos tempo para carregar o valor que é transmitido no curto período de tempo e por isso acaba por produzir uma amplitude mais baixa. Para melhor

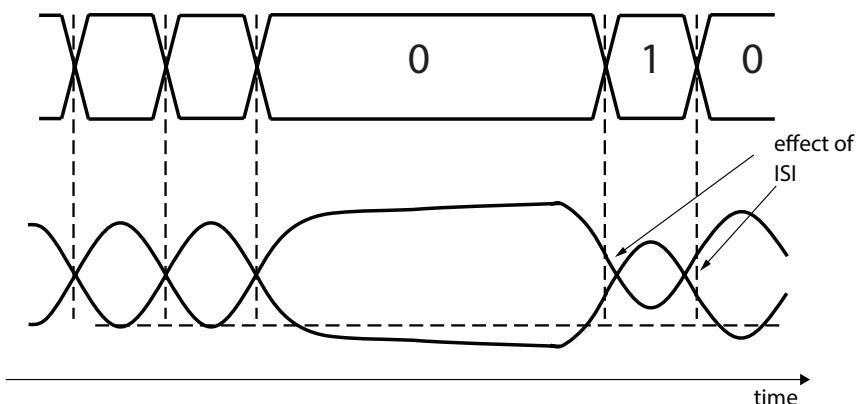


Figura 2.13: Efeito da Interferência Inter-Simbólica numa transmissão (adaptada de [11])

entendimento, a figura 2.13 ilustra o fenómeno de interferência inter-simbólica. Considere-se a transmissão de cima da figura o sinal efetivamente transmitido, e a transmissão de baixo as distorções que o mesmo sofre no canal. Quando há uma longa transmissão de um determinado valor, na figura ilustrado como 0, e de seguida uma pequena transição do valor oposto então o canal não tem tempo para carregar completamente o valor, sofrendo a distorção que se visualiza na figura. Isto pode vir a causar problemas no receptor no que toca à deteção desta transição distorcida.

Torna-se evidente a necessidade de controlar este tipo de interferências, e como tal na interface com o canal físico recorre-se à técnica de pré-ênfase. Segundo [11] esta característica é talvez a mais importante da interface com a camada física e consiste num *overdriving*

(dar um ênfase) intencional no início de uma transição e um *underdriving* nos bits seguintes que apresentem o mesmo valor. Este segundo processo também é conhecido por *de-emphasis*. Desta maneira, quando acontece o fenómeno de interferência inter-simbólica, a capacidade do canal recuperar a total amplitude de uma pequena transição não se tornará um problema.

Assim sendo, do lado do transmissor é feito um pré-ênfase do sinal mesmo antes do canal de transmissão. Todavia tal não é certamente suficiente para uma correta reconstituição do sinal e o recetor necessita de recorrer a técnicas para a sua correta recuperação.

No lado do recetor é utilizada a técnica de equalização que vem tentar compensar as distorções que são introduzidas na frequência. Segundo a fonte [11], esta técnica divide-se em dois grandes tipos: equalizador ativos e passivos.

Um equalizador passivo é um circuito passivo que tem uma resposta em frequência complementar as perdas da transmissão, podendo ser equiparado a um filtro. Isto porque efetivamente o que um equalizador passivo faz, segundo a fonte [11], acaba por ser filtrar as frequências que a linha de transmissão não passa e não filtrar as que a mesma passa. Por outro lado, os equalizadores ativos, podem ser vistos como amplificadores/attenuadores dependentes da frequência. Estes podem ainda ser divididos em dois tipos: equalizadores fixos e adaptativos. Os equalizadores fixos terão sempre a mesma resposta em frequência de acordo com o padrão que lhes é determinado. Segundo o autores de [12] e de [11] um equalizador adaptativo é mais complexo mas também tem mais vantagens comparativamente aos outros tipo de equalizadores.

Um equalizador ativo adaptativo analisa os dados que vão chegando ao recetor e deteta quais são as frequências que estão a ser atenuadas pela linha de transmissão e faz os ajustes necessários de acordo com as medidas que se obtêm realizadas num *loop* fechado. Essencialmente, para tomar uma decisão tem em conta todos os outros dados cheados anteriormente ao sistema. Este tipo de equalizadores são geralmente usados quando há codificações de linha específicas.

Segundo [11], os equalizadores ativos fixos são melhores para sistemas constantes, como por exemplo ligações *chip-to-chip* ou então ligações cujos cabos têm um comprimento fixo. Por outro lado, os equalizadores ativos adaptativos são melhores para ligações inconstantes e até mesmo com comprimento de ligação variável.

Sinalização Física

A implementação da camada física dos serializadores e deserializadores de alta velocidade tomam uma forma universal baseada em interfaces eletricamente diferenciais, segundo [11]. Esta forma de transmissão consiste no envio de dois sinais que se complementam eletricamente relativamente a uma massa comum. A principal vantagem que esta metodologia de transmissão acarta consigo é a uma maior rejeição ao ruído em modo-comum uma vez que o sinal no recetor é obtido através da diferença entre as duas tensões dos sinais diferencias recebidos. Assim sendo, este tipo de transmissão torna-se vantajosa quando a

interferência eletromagnética (EMI - *Electromagnetic interference*) ou a interferência de radio-frequência (RFI - *Radio Frequency interference*) se tornam problemáticas na transmissão, pois caso estas existam a sua interferência será aplicada em ambos os sinais (positivo e negativo) e no receptor a diferença será a mesma, não afetando a recuperação dos dados transmitidos.

Os métodos de implementação de sinalização diferencial podem variar em diversas características, como por exemplo o consumo de energia e tipo de aplicações em que podem ser implementadas. O autor de [11] menciona os três mais comuns:

- **LVDS - Low-Voltage Differential Signaling:** é uma técnica que opera a uma baixa potência e que atinge velocidades de transmissão até 3,125 Gbit/s.
- **LVPELC - Low-Voltage Pseudo Emitter-Coupled Logic:** é uma técnica que consome entre média e alta potência atingindo velocidades de transmissão superiores a 10 Gbit/s.
- **CML - Current Mode Logic:** técnica que consome uma potência de valores médios, atingindo ainda assim velocidades de transmissão superiores a 10 Gbit/s.

Os valores de consumo de potência e velocidades de transmissão para cada uma das técnicas apresentadas anteriormente foram retiradas da fonte [16]. Segundo o autor de [11] o método mais adequado para implementação em ligações cujas taxas de ligação rondam os Gbit/s deve ser a CML.

Requisitos de sinais de relógio de referência

O sinal de relógio de alta frequência é bastante importante na implementação de arquiteturas de serialização e deserialização de alta velocidade, isto porque este sinal é necessário tanto do lado do receptor como do transmissor. Do lado do transmissor é necessário para gerar os símbolos a serem transmitidos e do lado do receptor é necessário para que a amostragem do sinal recebido possa ser bem realizada. Segundo a fonte [12], é comum que este sinal de relógio seja partilhado entre o receptor e o transmissor, havendo, contudo, a necessidade de ajuste de fase deste sinal do lado do receptor. Este ajuste de fase deve-se essencialmente por dois motivos: o atraso e ruído do canal. Por um lado, durante a transmissão é introduzido um atraso inerente no sinal que não é conhecido *a priori*, e por outro durante a transmissão também é introduzido ruído que torna a fase do sinal recebido bastante crítica para o desempenho do transceptor.

Assim sendo, tanto a fonte [11] como a fonte [12] reforçam a ideia de que o sinal de alta velocidade de referência possui requisitos muito particulares para o correto funcionamento do transceptor, uma vez que influencia fortemente o seu desempenho. Entre eles destaca-se o baixo ruído, elevada precisão e uma geração contínua do mesmo. Um simples sinal gerado por um oscilador local não é suficiente para cumprir tais critérios, remata o autor

de [12]. Desta maneira, é recomendado o uso de osciladores externos, capazes de serem reprogramados para determinadas frequências no sentido de se obter um sinal mais limpo e preciso. Tal será utilizado neste projeto através de um módulo disponível na FPGA VC7203 que será explicado com mais detalhe mais à frente quando se abordar o trabalho desenvolvido.

Importância da criação e uso de pacotes

O autor de [11] menciona a importância de criação de "pacotes" que contribuem para a definição do protocolo de transmissão em série. Antes de se perceber que tipos de tramas constituem um pacote é necessário ter em conta que um "pacote" consiste num conjunto de *bytes* bem definidos que contém um cabeçalho, dados e fim do mesmo.

Em qualquer tipo de transmissão de dados são usados pacotes para os transmitir, e a comunicação em série de alta velocidade não pode fugir a esta realidade, porque este tipo de arquiteturas exigem métodos de alinhamento do *stream* de bits chegados em palavras, transmissão de determinados padrões para ser possível a recuperação do relógio entre outros. Assim, é possível aproveitar a necessidade da transmissão destes determinados padrões e criar a partir daqui um pacote de transmissão que sirva para sinalizar as diferentes fases de transmissão dos dados e ao mesmo tempo permita que o sinal de relógio seja recuperado e os dados alinhados.

Segundo o autor [11], o pacote de transmissão deve ter bem definidas determinadas tramas, entre as quais:

- **Início de Pacote (*Start of Packet*):** para poder sinalizar a chegada do início de um novo pacote
- **Fim de Pacote (*End of Packet*):** para sinalizar o fim da transmissão de um pacote inteiro
- **Dados :** tramas onde serão transmitidos os dados, pode conter determinados símbolos especiais que indiquem que tipo de dados são transmitidos
- **Símbolo de Espera (*Idle Symbol*):** estas tramas devem ser enviadas sempre que não houver dados para transmitir para garantir que a transmissão contínua dos dados continua alinhada e o sinal de relógio a ser recuperado.

Correcção do sinal de relógio

Tal como referido anteriormente, a comunicação de sinais de alta velocidade pode sofrer diversas interferências durante a sua transmissão. Contudo, segundo [12], após a equalização do sinal estas mesmas interferências são parcialmente compensadas permitindo assim uma recuperação dos dados transmitidos. Para fazer a correta recuperação do sinal é necessário recorrer a um circuito que recupere o sinal de relógio transmitido do emissor para que este possa ser usado para recuperação dos dados transmitidos.

Deteção de erros na transmissão

Durante a transmissão em série de alta velocidade, e tal como já foi indicado anteriormente, são introduzidos ruídos e distorções nos sinais e apesar das diversas técnicas já apresentadas anteriormente que evitam estes erros existem códigos detetores e corretores de erros que podem ainda ser aplicados. No caso em específico deste projeto em que se trata da transmissão em série de dados de imagem e som, o mais conveniente é a implementação de códigos apenas detetores de erros, pois não traz vantagem ao projeto corrigir esses mesmos erros detetados, por muito curto que seja o tempo que tal processo demore. O autor de [12] menciona mesmo que uma das técnicas mais utilizadas é o CRC (*Cyclic Redundancy Codes*) e que existem já algumas arquiteturas de serialização/deserialização que incluem esta mesma técnica, e como tal esta será brevemente abordada.

O principal objetivo desta técnica é determinar se o sinal que foi transmitido pelo canal com ruído foi corrompido ou não durante a transmissão. Segundo [17], a ideia básica por trás deste algoritmo de deteção de erros é tratar a mensagem a ser transmitida como um número binário normal, dividir por um número binário fixo e o resto dessa mesma divisão será o *checksum*² da mensagem, enviado na mesma trama. Do lado do receptor é aplicado o mesmo algoritmo à trama recebida e de seguida verifica-se se o resto da divisão corresponde ao *checksum* recebido. No pior dos casos quando o *checksum* não corresponder à mensagem recebida então perderá-se a transmissão de um pacote (no caso do projeto será uma imagem).

Ainda segundo a fonte [17], o que torna este algoritmo mais fiável relativamente aos outros é a complexidade de determinação do *checksum*. Outros algoritmos semelhantes podem receber um *checksum* corrompido e uma mensagem também corrompida, mas devido à falta de robustez do mesmo, apresentam consistência entre o *checksum* e a mensagem, não detetando nenhum erro. No entanto, como o CRC é um algoritmo mais complexo, tal não acontece, tornando-o num código detetor de erros robusto e que por isso pode ser utilizado neste projeto em concreto.

2.5 Saídas em série de alta velocidade da FPGA VC7203

A FPGA VC7203 disponibiliza de uns transceptores de alta velocidade que devido às suas características são utilizados neste projeto. Esta secção aborda quais as características disponíveis e como podem ser utilizadas no projeto.

2.5.1 Localização dos transceptores na FPGA

As FPGA de série 7 da *Xilinx* têm disponíveis transceptores capazes de comunicação em série de alta velocidade, tal como é necessário neste projeto. Em específico, segundo [18], na

²Código usado para verificar a integridade dos sinais transmitidos em canais ruidosos

FPGA XILINX VC7203 Virtex-7 estão disponíveis transcectores GT³X que permitem uma velocidade de 12,5 Gbit/s e que são os mais adequados para este projeto. Noutros modelos existem outros transcectores, como por exemplo GTZ (que permite até 28 Gbit/s), GTH (que permite débitos até 13,1 Gbit/s) e GTP (com débitos até 6,6 Gbit/s). No entanto apenas serão abordados os transcectores GTX, visto que são os mais adequados para este tipo de comunicações e os únicos disponíveis na FPGA utilizada.

Na figura 2.14 é possível visualizar a FPGA a ser utilizada no projeto e visualiza-se ainda assinaladas as entradas GTX (QUAD_111, QUAD_112, QUAD_113, QUAD_114, QUAD_115, QUAD_116, QUAD_117, QUAD_118 e QUAD_119).

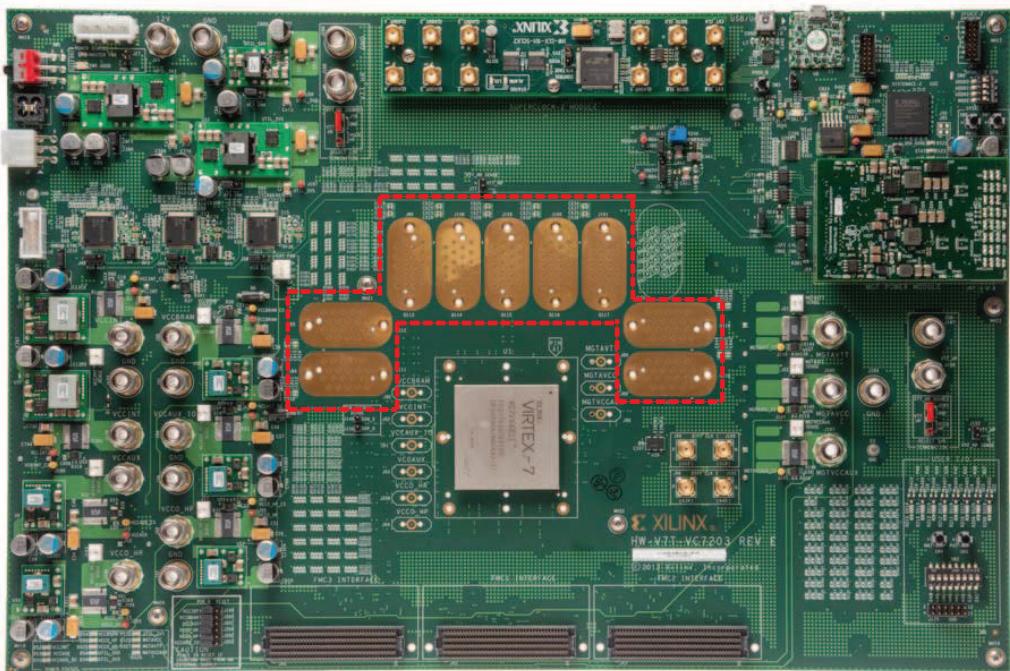


Figura 2.14: Localização física na FPGA dos GTX (retirada de [5])

2.5.2 Arquitetura dos transcectores

Cada GTX é composto por quatro transmissores e quatro recetores. É possível visualizar o conector do GTX na figura 2.15 . A figura A corresponde ao conector e a figura B faz as correspondências de cada pino do conector. Através da figura B é possível verificar que efetivamente existem quatro pares diferenciais de transmissores/recetores e ainda dois pares diferenciais que são usados para conectar os sinais de relógio de referência. Nestes conectores são ligados cabos SMA(*SubMiniature version A*) diferenciais.

Apesar de em cada GTX estarem disponíveis quatro transmissores/recetores, o projeto apenas faz uso de um canal para efetuar a transmissão de dados. Na figura 2.16 é apresentada uma arquitetura geral dos transcectores da FPGA.

³Gigabit Transceiver

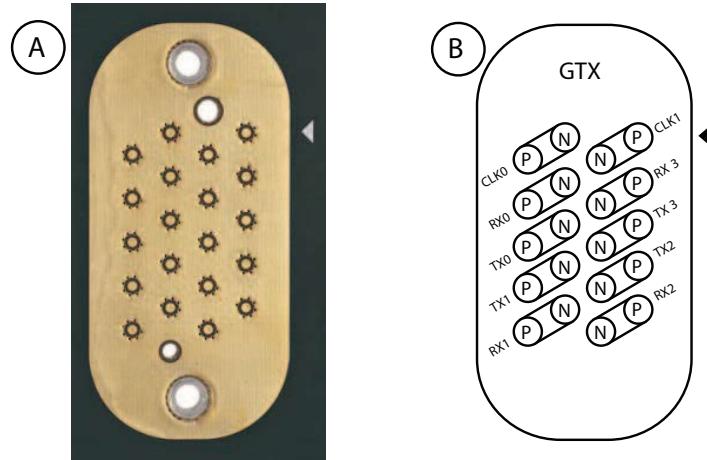


Figura 2.15: Conectores GTX localizados na FPGA (retirada de [5])

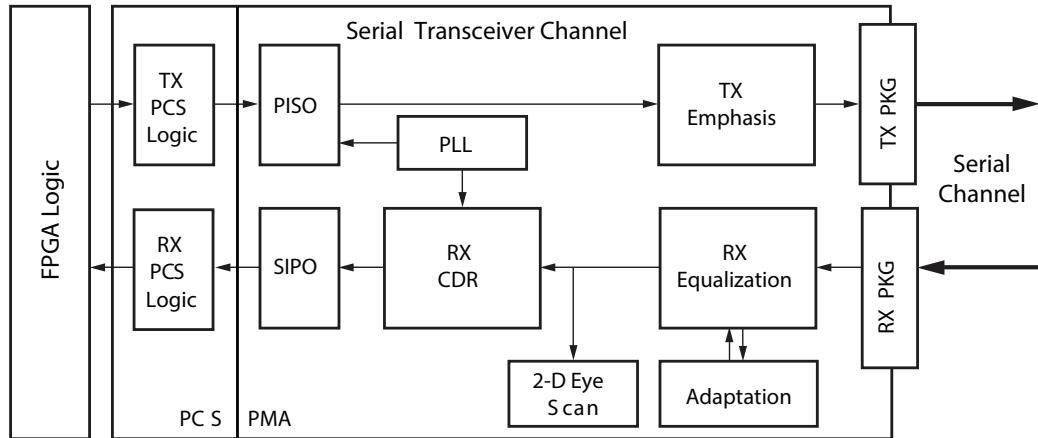


Figura 2.16: Arquitetura geral dos transceptores (retirada de [18])

A arquitetura dos mesmos passa a ser brevemente descrita, segundo [18] e [13]:

- **Módulo PMA (*Physical Medium Attachment Sublayer*)** que inclui:

- Bloco série/parelo e vice-versa (PISO e SIPO).
- PLL (*Phase-locked loop*).
- CDR (*Clock Data Recovery*).
- Pré-Ênfase e Bloco de Equalização.
- Suporta uma taxa de débito de saída até 12,5 Gbit/s.

- **Módulo PCS (*Physical Coding Sublayer*)** que inclui:

- Lógica de processamento dos dados em paralelo reconfigurável
- *Datapath* de 2 e 4 byte internos para suportar diferentes taxas de débitos
- Codificação e descodificação 8B/10B
- Deteção de vírgula e alinhamento de palavra
- PRBS (*Pseudo Random Bit Sequence*) gerador e verificador
- FIFO para correção do sinal de relógio e ligação do canal
- Este bloco trabalha com taxas de informação mais baixas.

- **Interface com a lógica da FPGA.**

- **Interface com o canal físico em série diferencial.**

O transmissor e o receptor funcionam separadamente apesar de na figura 2.16 sugerir que funcionam em conjunto. Estes dispõe de blocos necessários referidos em 2.4 e como tal são usados no projeto. Mais detalhes sobre o funcionamento independente do transmissor e receptor serão detalhados quando for abordado o trabalho desenvolvido sobre a comunicação em série.

2.6 Sincronização entre diferentes domínios de relógio

Tal como referido em 1.3 o projeto está dividido em duas partes fundamentais: a primeira em que se trabalha apenas com os dados provenientes do sinal HDMI, e uma segunda parte que conjugará dois domínios de sinais de relógio (do HDMI e do GTX). A figura 2.17 ilustra os diferentes domínios de relógio existentes no projeto.

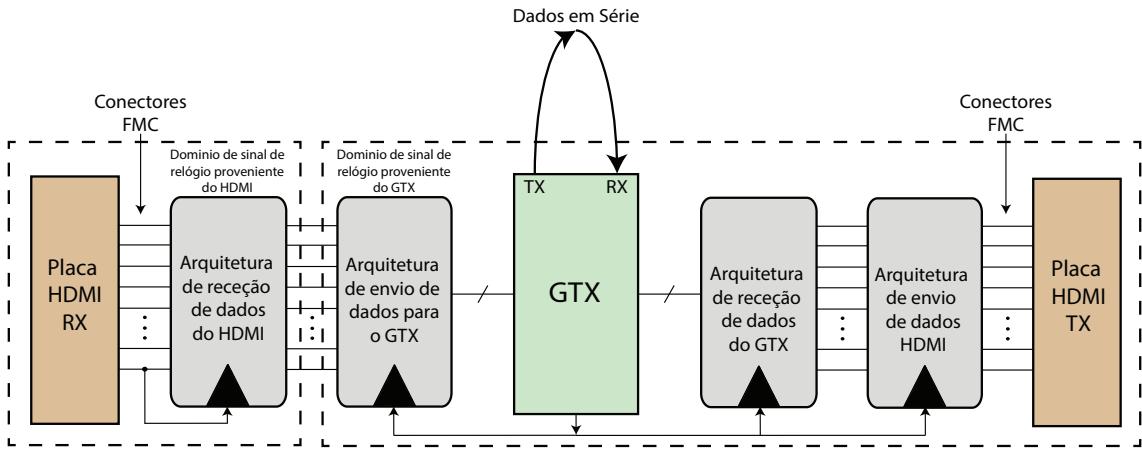


Figura 2.17: Representação dos diferentes domínios de sinais de relógio no projeto

A placa HDMI RX e a arquitetura de receção de dados HDMI funcionam a um sinal de relógio proveniente da placa HDMI. Todavia a arquitetura responsável pelo envio dos dados para o GTX e posterior receção dos dados provenientes do mesmo funciona a um

sinal de relógio proveniente do GTX. Também a arquitetura responsável pelo envio dos dados para a placa HDMI funciona a esse mesmo sinal de relógio proveniente do GTX (tal será explicado quando for abordado o trabalho referente à segunda parte do trabalho). Assim sendo, existem aqui dois principais domínios de relógio diferentes o que pode vir a provocar falta de sincronização entre a transição de dados de um para outro.

Ora, segundo a fonte [19] e [20], este problema pode levar a captação de dados que se encontram num estado de meta-estabilidade e estes propagam-se ao longo do sistema o que certamente causará danos irreversíveis na transmissão de dados.

Para se perceber o problema de meta-estabilidade é necessário ter em consideração que os dispositivos digitais têm determinados requisitos temporais que necessitam de ser cumpridos para que possam captar corretamente os dados. Esses requisitos passam de seguida a ser enumerados tal como em [20]:

- **Tempo de *Set Up* (t_{SU}):** Tempo mínimo em que a entrada do registo deve estar estável antes da subida positiva do sinal de relógio.
- **Tempo de *Hold* (t_H):** Tempo mínimo em que a entrada do registo deve estar estável depois da subida positiva do sinal de relógio.
- **Tempo de *clock-to-output* (t_{CO}):** Tempo necessário para o valor estar disponível na saída do registo.

Quando alguma transição viola o t_{SU} ou t_H então a saída não conseguirá obter um valor e ficará num estado de meta-estabilidade, que nem é 0 nem 1. Estes problemas normalmente acontecem em situações em que os dados são transmitidos entre domínios de relógio diferentes, tal como acontece neste projeto, e podem propagar-se no sistema. A figura 2.18 ilustra este problema.

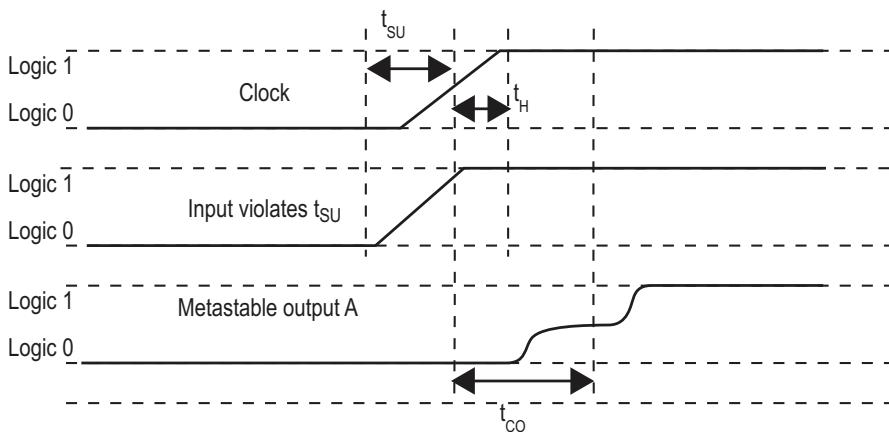


Figura 2.18: Exemplo de metaestabilidade (adaptado de [20])

Visto que é possível prever antecipadamente que este tipo de problemas ocorrerão durante o desenvolvimento do projeto, é então necessário levá-los em conta e procurar métodos que os possam resolver.

Segundo [20] e [19], para a correção de problemas de meta-estabilidade são tipicamente usadas cadeias de registos de sincronização no domínio de relógio de destino para que o sinal seja re-sincronizado nesse mesmo domínio. Isto permitirá que os registos tenham mais tempo para resolver eventuais estados de meta-estabilidade para um valor estável antes do valor ser usado no domínio de destino. O tempo disponível entre os caminhos de registo para registo é o tempo disponível para o sinal metaestável estabilizar. A figura 2.19 ilustra uma cadeia de registos de sincronização.

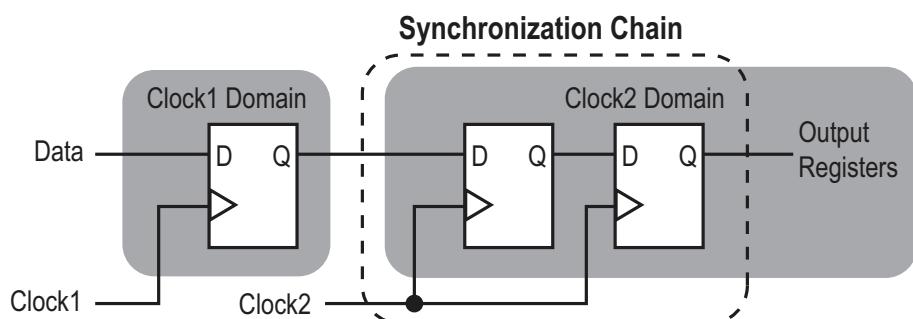


Figura 2.19: Exemplo de cadeia de registos de sincronização (retirado de [20])

Segundo [20], a cadeia de registos de sincronização funciona da seguinte maneira: todos os registos devem trabalhar ao mesmo sinal de relógio (do domínio de destino) e os registos devem enviar os dados apenas para um único registo na cadeia, excepto o último. Para além disso o primeiro registo da cadeia tem como entrada um sinal proveniente de um domínio de sinal de relógio assíncrono com o de destino.

Assim sendo, a utilização desta técnica virá prevenir eventuais problemas de sincronização que possam vir a existir entre diferentes domínios de relógio existentes no projeto.

Capítulo 3

Transmissão de dados HDMI

Este capítulo descreve o trabalho realizado para cumprir a primeira parte do projeto: obter uma conexão HDMI entre receptor e transmissor. São descritas as várias configurações das placas HDMI disponíveis e ainda as arquiteturas desenvolvidas e implementadas para cumprir esta parte do projeto.

3.1 Infraestrutura do *Hardware* utilizado

Tal como mencionado na subsecção 2.3, para receber os dados provenientes do cabo HDMI e fazer a sua seleção são utilizadas duas placas HDMI (TB-FMCH-HDMI2 RX e TB-FMCH-HDMI2 TX) que, através das suas entradas e saídas FMC de alta velocidade conseguem enviar e receber da FPGA os sinais de imagem e som. Nas figuras 3.1 e 3.2 é possível visualizar o receptor (TB-FMCH-HDMI2 RX) e o transmissor (TB-FMCH-HDMI2 TX) HDMI utilizados neste projeto. Em conjunto, estas duas placas são designadas apenas por TB-FMCH-HDMI2. Estas mesmas placas são constituídas por conectores HDMI onde é recebido o sinal HDMI que de seguida é enviado para um receptor ou transmissor, ADV7612 (cuja *data sheet* está referenciada em [21]) no caso do receptor e ADV7511 (cuja *data sheet* está referenciada em [22]) no caso do transmissor. Finalmente os sinais provenientes do receptor/transmissor são enviados para uma FPGA da placa (XC6SLX45-3FGG484C) que, consoante a sua configuração, envia pelos conectores FMC os sinais de áudio e vídeo.

As placas possuem ainda uma PROM (*Programmable read-only memory*) XCF16PFSG48C de configuração reprogramável que permite armazenar o *bitstream*¹ que configura a FPGA do modo que se pretende. É esta FPGA integrada que em cada placa (RX e TX) é responsável pela seleção e envio ou receção dos dados pretendidos para/ou dos conectores FMC, e como tal é necessário que estejam configuradas para realizarem tais procedimentos. O recurso a estas memórias reconfiguráveis vem permitir uma fácil alteração da configuração

¹Ficheiro de dados binários que representa toda a conectividade e encaminhamento dos recursos lógicos da FPGA para uma determinada arquitetura desenvolvida



Figura 3.1: Placa HDMI recetora (retirada de [7])

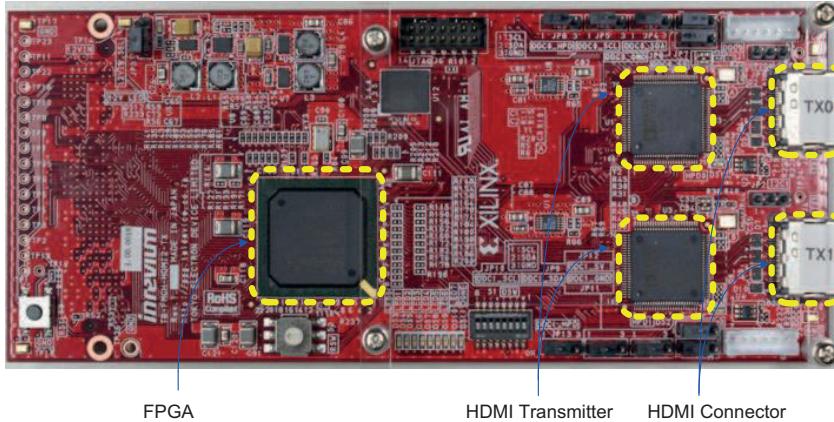


Figura 3.2: Placa HDMI transmissora (retirada de [7])

da FPGA uma vez que, segundo [23], estas memórias de leitura permitem não só armazenar os *bitstreams* de configuração da FPGA, mas também podem ser reconfiguradas para outros *bitstreams* de forma fácil e eficiente.

As reconfigurações destas memórias são realizadas através de um programador JTAG (*Joint Test Action Group*) e ainda recorrendo a um *software*. O *software* utilizado neste projeto tem o nome de *impACT* e é disponibilizado pela *Xilinx*. Após a conexão do connector JTAG à respectiva placa e ao computador (através de uma porta USB - *Universal Serial Bus*) é necessário inicializar o *software* e programar a memória com o ficheiro pretendido. Em [24] são detalhadas informações acerca do programador utilizado e ainda sobre o procedimento para se reconfigurar as memórias. As alterações do modo de funcionamento das placas HDMI neste projeto baseiam-se nesse documento.

3.1.1 Configurações da FPGA

A FPGA *Spartan-6* (XC6SLX45-3FGG484C) das placas tem três configurações disponíveis. Estas variam não só no suporte de imagem e som que possuem, mas podem igualmente variar no número de bits por imagem que podem ter. Nas secções seguintes serão abordadas as configurações disponíveis e como se pode tirar partido das mesmas no projeto desenvolvido.

3.1.1.1 Configuração por omissão

Esta configuração vem previamente escrita na memória PROM de fábrica e acaba por ser a mais simples de todas. Os dados enviados pelos conectores FMC são apenas referentes à imagem. As tabelas 2.1 e 2.2 identificam as portas às quais são atribuídas os sinais de dados de imagem HDMI tanto na placa recetora como na transmissora.

Esta configuração suporta a transmissão de imagens RGB (*Red Green Blue*) com 10 bits. Assim sendo, tal como referido em [7], independentemente da formatação das imagens da fonte HDMI o recetor ADV7612 integrado na placa recetora HDMI converte a imagem para o formato RGB e transmite de maneira a enviar os dados em apenas 10 bits. A tabela 3.1, adaptada de [7], apresenta brevemente quais as portas das placas utilizadas e que sinais são transmitidos nas mesmas. Todavia é possível encontrar na secção A.1 do anexo A mais detalhes relativamente a estes dados. Os nomes dos sinais apresentados nestas tabelas são referentes aos sinais em TB-FMCH-HDMI2 (tanto TX como RX), e como tal quando se faz referência à FPGA nestas tabelas estas correspondem às que estão integradas nas placas HDMI.

Tabela 3.1: Descrição e localização dos pinos de TB-FMCH-HDMI2 configurada por omissão

PINO	FPGA ->FMC (RX)	FMC ->FPGA (TX)	Descrição
CLK0_M2C_P	RX#0_LLC	TX#0_DCLK	Sinal de relógio dos píxeis
LA00_P_CC	RX#0_VSYNC	TX#0_VSYNC	Sincronização Vertical
LA01_P_CC	RX#0_HSYNC	TX#0_HSYNC	Sincronização Horizontal
LA02_P	RX#0_DE	TX#0_DE	Sinal de Dados Ativos
LA03_P a LA32_P	RX#0_P0 a RX#0_P29	TX#0_D0 a TX#0_D29	Pixel de Imagem

É de notar ainda que esta configuração é capaz de suportar até dois canais (RX0 e TX0, RX1 e TX1). Contudo nesta tabela apenas são apresentados os dados correspondentes ao canal 0 pois apenas é utilizado um canal neste projeto.

Apesar de ser uma configuração simples, uma vez que apenas são transmitidos sinais de imagem em formato RGB é uma configuração que é utilizada numa fase inicial em algumas arquiteturas implementadas que serão descritas na secção 3.2.

3.1.1.2 Suporte de um canal de imagem e áudio

Para além da configuração descrita em [3.1.1.1](#) que apenas suporta a transmissão de imagem, existe ainda uma configuração capaz de suportar não só a transmissão de imagem mas também de som. A configuração que é escrita na PROM da placa recetora para programar a FPGA controla o recetor ADV7612 de maneira a conseguir transmitir imagens no formato YCbCr² ou RGB com 12 bits e também fazer a transmissão do áudio em formato I²S (*Inter-IC Sound*). O mesmo acontece na placa transmissora para ser capaz de receber estas configurações.

Assim como referido em [\[25\]](#), neste caso a configuração da imagem está dependente da fonte HDMI e é transmitida pelas placas tal como é emitida pela fonte. No caso do som, este é sempre transmitido em formato I²S, o que implica não só a transmissão dos dados de áudio, mas também sinais de relógio necessários à sua transmissão.

Na tabela [3.2](#) são brevemente apresentadas as portas e os sinais usados com este tipo de configuração. Na secção [A.2](#) no anexo [A](#) é apresentada uma tabela semelhante a esta, mas que inclui mais detalhes relativamente aos pinos usados. Ambas as tabelas foram adaptadas de [\[25\]](#) onde são apresentados todos os detalhes dos conectores FMC das placas.

Tabela 3.2: Descrição e localização dos pinos de TB-FMCH-HDMI2 configurada para um canal de imagem e áudio

PINO	FPGA ->FMC (RX)	FMC ->FPGA (TX)	Descrição
CLK0_M2C_P	RX#0_LLC	TX#0_DCLK	Sinal de relógio dos píxeis
LA00_P_CC	RX#0_VSYNC	TX#0_VSYNC	Sincronização Vertical
LA01_P_CC	RX#0_HSYNC	TX#0_HSYNC	Sincronização Horizontal
LA02_P	RX#0_DE	TX#0_DE	Sinal de Dados Ativos
LA03_P a LA32_P	RX#0_P0 a RX#0_P29	TX#0_D0 a TX#0_D29	Pixel de Imagem do bit 0 ao 29
LA00_N_CC a LA01_N_CC	RX#0_InputVideoStatus	TX#0_InputVideoStatus	Formato de video (2D/3D)
LA19_N	RX#0_MCLK	TX#0_MCLK	<i>Master Clock</i> de som
LA20_N	RX#0_SCLK	TX#0_SCLK	<i>Serial Clock</i> de som
LA21_N a LA26_N	RX#0_AP0 a RX#0_AP5	TX#0_AP0 a TX#0_AP5	Dados de som
LA27_N a LA32_N	RX#0_P30 a RX#0_P35	TX#0_P30 a TX#0_P35	Pixel de imagem do bit 30 ao 35

Os dados referentes ao som transmitidos pela placa recetora e recebidos de seguida pela placa emissora estão também mencionados com mais detalhe na secção [A.2](#) do anexo [A](#). Esta configuração é capaz de transmitir e receber dados no formato I²S cujas especificações se encontram em [\[26\]](#), onde são definidos os sinais transmitidos aquando da utilização deste formato:

1. **Continuous Serial Clock (SCK):** Este sinal é por vezes reconhecido pelo nome de *Bit Clock* e é um sinal de relógio referente aos dados de som em série transmitidos pelos canais AP1, AP2, AP3 e AP4.
2. **Word Select (WS):** Este sinal é por vezes também conhecido por *Left/Right Clock* e é um sinal que indica o canal de som (esquerdo ou direito) que está a ser transmitido

²É um espaço de cores usado em imagens digitais. *Y* representa o brilho da imagem, *Cb* e *Cr* representam a diferença entre o brilho e as cores azul e vermelho respetivamente

através dos dados em série recebidos ou enviados nas portas AP1, AP2, AP3 e AP4. É denominado sinal de relógio porque geralmente alterna entre 0 e 1 periodicamente. Porém, isto pode não acontecer, tal como referido em [26].

3. Serial Data:

Sinais que transportam os dados de áudio.

Na figura 3.3 são ilustrados os sinais referentes ao áudio descritos previamente. O sinal *SCLK* (*Serial Clock*) é referente ao sinal "Continuous Serial Clock", o sinal *LRCLK* (*Left/Right Clock*) refere-se ao sinal "Word Select" e ainda *ISx* refere-se ao sinal "Serial Data". É de notar que os dados de som alternam à frequência do sinal *SCLK* que possui uma frequência 64 vezes superior à de *LRCLK*. Segundo [25] a frequência deste é de 48 kHz e por isso o sinal *SCLK* possui uma frequência de aproximadamente de 3,072 MHz.

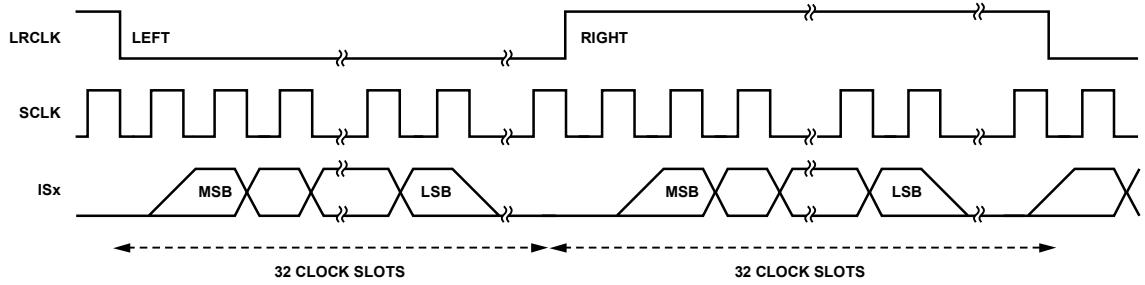


Figura 3.3: Representação dos sinais de som transmitidos no formato I^2S (retirada de [8])

Na placa receptora HDMI que envia os dados para a FPGA Virtex-7, é também enviado o sinal *Master Clock* que corresponde a um sinal de relógio de referência dos sinais de áudio da entrada e ainda os dados de áudio em AP0. É mencionado em [8] que estes dois sinais são referentes ao som no formato SPDIF (*Sony/Philips Digital Interface Format*) e por isso não serão abordados neste projeto uma vez que as placas apenas suportam o formato I^2S .

Para além de dados de som e imagem são transmitidos dois bits com informação relativa ao estado do vídeo transmitido. Estes dados indicam o tipo e formato de vídeo que está a ser transmitido e devem de seguida ser recebidos na placa transmissora. As combinações dos dois bits definem o estado do vídeo e são detalhadas em [25].

Esta configuração é bastante útil e será utilizada em diversas arquiteturas desenvolvidas uma vez que possui duas grandes vantagens: é capaz de suportar som e ao mesmo tempo não limita o formato da imagem transmitida a RGB. Em contrapartida, apenas suporta um canal (ao contrário da anterior), mas tal não é um problema pois apenas se pretende obter a transmissão num único canal entre dispositivo de fonte e dispositivo final HDMI.

3.1.1.3 Suporte de dois canais de imagem melhorado

Esta configuração é capaz de suportar a transmissão de imagens em dois canais, tal como a configuração apresentada em 3.1.1.1, mas com algumas melhorias. A principal

diferença consiste na capacidade de transmitir não só imagens em formato RGB mas também em YCbCr num dos canais. Na secção A.3 do anexo A são apresentados detalhes relativamente a todos os sinais transmitidos pelas placas com esta configuração.

Esta configuração na placa recetora transmite no canal 0 (RX0) imagens tanto no formato RGB como YCbCr de 10 bits por cor e respetivos sinais de controlo. Relativamente ao canal 1 dessa mesma placa (RX1) apenas é possível transmitir imagens em formato RGB de 10 bits por cor e os seus sinais de controlo. Para além disso, para cada canal são transmitidos dois bits que identificam o estado do vídeo que é transmitido, tal como já acontecia na configuração descrita em 3.1.1.2. Quanto à placa transmissora quando configurada desta forma é capaz de receber nos dois canais (TX0 e TX1) imagens no formato RGB ou YCbCr com 10 bits por cor.

Esta configuração traz vantagens relativamente à primeira apresentada em 3.1.1.1, uma vez que é capaz de suportar imagens no formato YCbCr, contudo não suporta som, e portanto não é utilizada em nenhuma arquitetura desenvolvida neste projeto.

3.1.2 Configuração dos interruptores

Nesta subsecção são descritas as funcionalidades dos interruptores presentes nas placas HDMI. Estes precisam de estar definidos com determinadas combinações tanto no recetor como no transmissor para que possam enviar e receber as imagens nos formatos que o utilizador pretende.

Existem 8 interruptores que podem ser definidos pelo utilizador. Os interruptores entre S1-1 e S1-4 têm como função selecionar o tipo de formato que sai do recetor ADV7612 ou do transmissor ADV7511 integrado na respetiva placa. Relativamente aos outros interruptores, raramente são utilizados e quando o são, a sua função não é relevante para o projeto, por isso não são especificadas neste documento. As diversas combinações estão apresentadas no anexo B.

3.2 Arquiteturas Desenvolvidas

Nesta secção são descritas as arquiteturas desenvolvidas e implementadas na FPGA referentes à comunicação direta entre as placas HDMI. Todas as configurações que foram apresentadas na secção 3.1 deste capítulo são agora exploradas. Para cada arquitetura desenvolvida é apresentada a sua conceção, desenvolvimento e também os resultados obtidos. No final é feita uma comparação de resultados relativamente aos recursos utilizados por cada uma das arquiteturas na FPGA.

3.2.1 Transmissão de uma imagem gerada na FPGA

Numa fase inicial do projeto optou-se por simplificar a transmissão e utilizou-se apenas a placa transmissora HDMI configurada por omissão. Construiu-se em Verilog um bloco

capaz de gerar uma imagem para ser transmitida, mais especificamente uma barra de cores, e utilizou-se essa imagem para ser transmitida pelos conectores FMC.

Conceção e Desenvolvimento

O bloco gerador de uma barra de cores foi adaptado de uma arquitetura disponibilizada pela *Inrenvium* aquando da compra das placas. Apesar de ter sido ligeiramente adaptado para este caso em específico, este baseia-se essencialmente numa máquina de estados que vai contando as linhas e as colunas para que possa enviar não só os valores das cores de cada píxel, mas também os sinais de controlo como a sincronização vertical (*vsync*), a sincronização horizontal(*hsync*) e ainda o valor de píxeis ativos (*enable*).

Para que se entenda mais facilmente como e quando se transmitem os sinais de controlo da imagem e também o valor dos píxeis é demonstrado na figura 3.4 um exemplo de transmissão de uma imagem gerada na FPGA. Antes de se passar para descrição da geração da imagem, passam a ser descritos as siglas e acrónimos apresentados na figura:

1. **HRES:** *Horizontal Resolution* é o parâmetro que define a resolução horizontal da imagem que vai ser gerada pelo bloco, ou seja, o número de píxeis da imagem.
2. **HSW:** *Horizontal Sync Width* é o parâmetro que define o número de ciclos de relógio quando o sinal de sincronização horizontal está ativo.
3. **HBP:** *Horizontal Back Porch* é o parâmetro que define o número de píxeis que não contêm informação útil (relativamente à cor dos mesmos) antes de começar a ser transmitida a linha de imagem.
4. **HFP:** *Horizontal Front Porch* é o parâmetro que define o número de píxeis que não contêm informação útil depois de ser transmitida uma linha da imagem.
5. **VRES:** *Vertical Resolution* é o parâmetro que define a resolução vertical da imagem que vai ser gerada pelo bloco, por outras palavras, é o número de linhas da imagem gerada.
6. **VSW:** *Vertical Sync Width* é o parâmetro que define o número de linhas horizontais quando o sinal de sincronização vertical está ativo.
7. **VBP:** *Vertical Back Porch* é o parâmetro que define o número de linhas horizontais que não contêm informação útil relativamente aos píxeis antes de começarem a ser transmitidas as linhas de píxeis.
8. **VFP:** *Vertical Front Porch* é o parâmetro que define o número de linhas horizontais que não contêm informação útil relativamente aos píxeis depois de terem sido transmitidas todas as linhas horizontais da imagem.

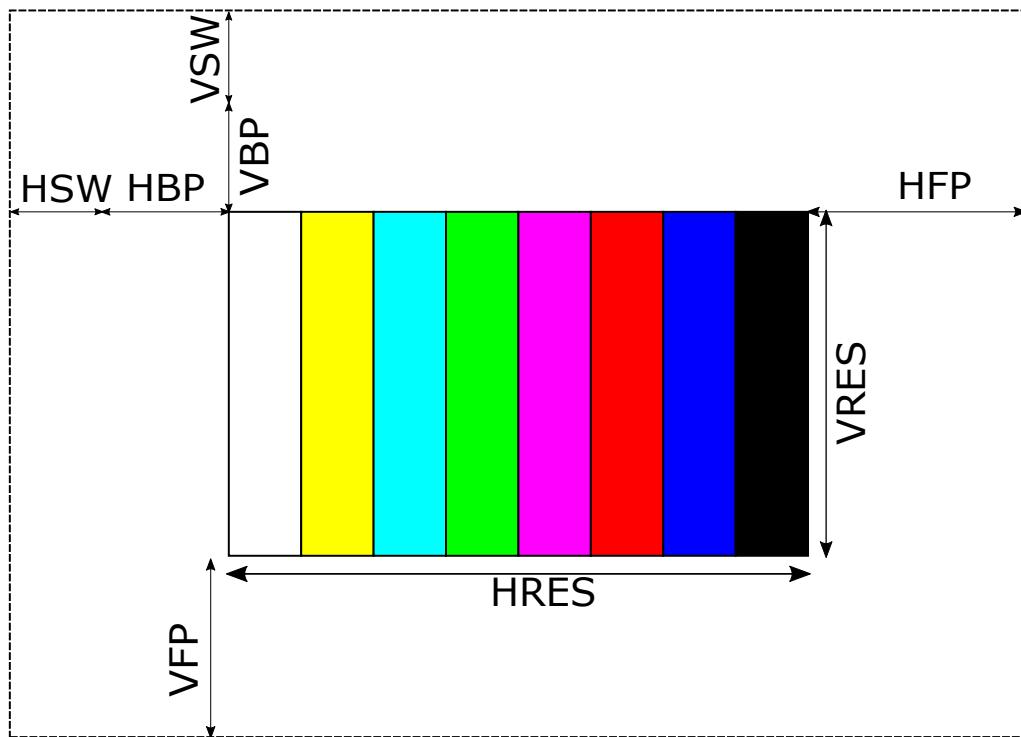


Figura 3.4: Exemplo de imagem gerada pelo módulo desenvolvido

Para gerar uma imagem em *FULL HD*, cuja resolução é 1920x1080 pixels, o sinal de relógio deve ter uma frequência de 148,5 MHz e por isso foram utilizados os seguintes valores para os parâmetros previamente descritos: HRES = 1920, HSW = 148, HBP = 44, HFP = 88, VRES = 1080, VSW = 5, VBP = 36 e VFP = 4. Com estes valores é possível obter uma taxa de atualização vertical de 60 Hz (60 imagens por segundo).

A figura 3.5 ilustra a máquina de estados desenvolvida para implementar a geração de uma barra a cores na FPGA. Os registos VCOUNT e HCOUNT de decisão na máquina de estados correspondem a contadores que vão contanto pixel a pixel até ao fim de uma linha (no caso do HCOUNT) ou então de uma imagem inteira (no caso do VCOUNT). Os valores de HTOTAL e VTOTAL não são mais do que a soma de todo o tamanho dos dados na horizontal e na vertical respetivamente. Assim sendo, para este caso em específico obtém-se os seguintes valores:

- HTOTAL = HSW + HBP + HRES + HFP = 44 + 148 + 1920 + 88 = 2200
- VTOTAL = VSW + VBP + VRES + VFP = 5 + 36 + 1080 + 4 = 1125

Para além destes sinais de decisão para mudança de estado existem mais dois sinais no diagrama da máquina de estados presente na figura 3.5 que ainda não foram mencionados que são o *reset* e o *start*. Estes dois sinais são botões do utilizador que lhe permite definir quando pretende que a transmissão esteja ativa ou não (através do botão *start*), ou então

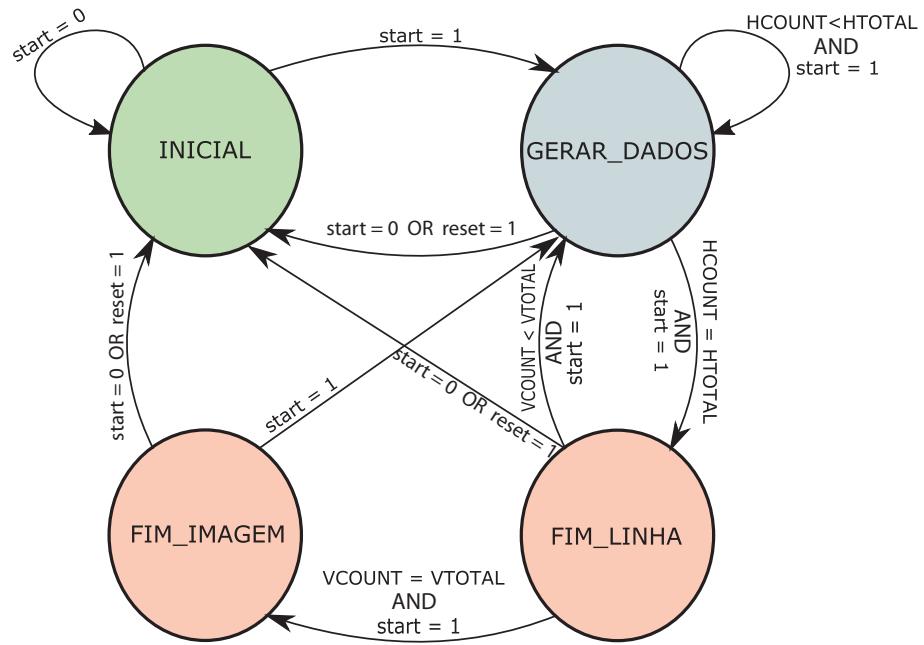


Figura 3.5: Máquina de estados para gerar uma barra de cores

quando pretende restabelecer os dados originais da máquina de estados (através do botão *reset*).

Existem 4 estados nesta máquina que consistem essencialmente em deteção do final de uma linha, deteção do final de uma imagem e geração de dados. Esses estados são:

- Estado inicial:** Neste estado são configurados os parâmetros para o início de uma transmissão, ou seja, os valores de HCOUNT e VCOUNT são igualados ao valor total do tamanho horizontal e vertical respetivamente. É possível retornar a este estado estando em qualquer um dos outros desde que seja pressionado o botão de *reset*, ou então que a transmissão seja desligada pelo utilizador (*start = 0*).
- Estado para gerar dados:** Neste estado, ao flanco positivo do sinal de relógio do sistema é incrementado o valor de HCOUNT e ao mesmo tempo são gerados os dados a serem transmitidos em cada ciclo de sinal de relógio (consoante o valor de HCOUNT e VCOUNT) . Quando o valor de HCOUNT se igualar ao valor de HTOTAL, então significa que foi transmitida uma linha inteira da imagem e por isso a máquina transita de estado e o valor de HCOUNT volta a ser igualado a 1.
- Estado de fim de linha:** Quando este estado está ativo, então uma linha da imagem foi transmitida, sendo necessário incrementar o valor de linhas totais transmitidas (incrementando 1 valor em VCOUNT) e ainda verificar se a transmissão de uma imagem completa está realizada. Caso o valor de VCOUNT se iguale ao valor de VTOTAL, então transita-se para o estado de fim de imagem e coloca-se o valor

de VCOUNT a 1. Caso contrário a máquina transita para o estado que estava anteriormente.

4. **Estado de fim de imagem** Quando este estado está ativo então significa que ambos os valores de HCOUNT e VCOUNT estão igualados a 1 e que por isso já foi transmitida uma imagem completa. Como tal, passa-se a transmitir uma próxima imagem transitando novamente para o estado para gerar dados.

Quando a máquina de estados se encontra no estado para gerar dados, então estes são gerados nas seguintes condições:

- **Sinal de sincronização vertical:** O sinal de sincronização vertical é um sinal que indica o início de transmissão de uma nova imagem e por isso é ativado pela máquina de estados quando o valor em VCOUNT se igualar ao valor de VTOTAL e quando o valor de HCOUNT se igualar ao valor de HTOTAL (final de uma imagem). Este sinal é desligado quando o valor de VCOUNT se igualar a VSW e o valor de HCOUNT se igual ao valor de HTOTAL (indica que o número de linhas em que o sinal de sincronização vertical deve estar ativo já terminou).
- **Sinal de sincronização horizontal:** O sinal de sincronização horizontal indica o início de uma nova linha e por isso deve ser ativo sempre que o valor de HCOUNT se igualar ao valor de HTOTAL (fim da emissão de uma linha). Da mesma maneira, este sinal deve ser desligado sempre que o valor de HCOUNT se igualar ao valor de HSW (indica que o período de tempo que este sinal deve estar ativo terminou).
- **Sinal de dados ativos:** Este sinal deve estar ativo sempre que se estiver a transmitir píxeis válidos, ou seja, quando estas condições se verificam:
 1. O valor de VCCOUNT é maior do que a soma entre VSW e VBP.
 2. O valor de VCOUNT é menor do que a soma entre VSW, VBP, VRES e um.
 3. O valor de HCOUNT é maior do que a soma entre HSW, HBP subtraída de um valor.
 4. O valor de HCOUNT é menor do que a soma HSW, HBP e HRES.

As condições 1 e 2 garantem que VCOUNT está na zona vertical que corresponde à transmissão de imagem na figura 3.4, enquanto que as condições 3 e 4 garantem o mesmo mas na zona horizontal.

- **Valor dos píxeis:** Estes sinais correspondem a um barramento de 30 bits de uma imagem RGB com 10 bits por componente de cor. Como tal, estes valores devem corresponder a cores sempre que o sinal de dados ativos estiver ativo e devem ser igualados a zero sempre que o mesmo estiver inativo.

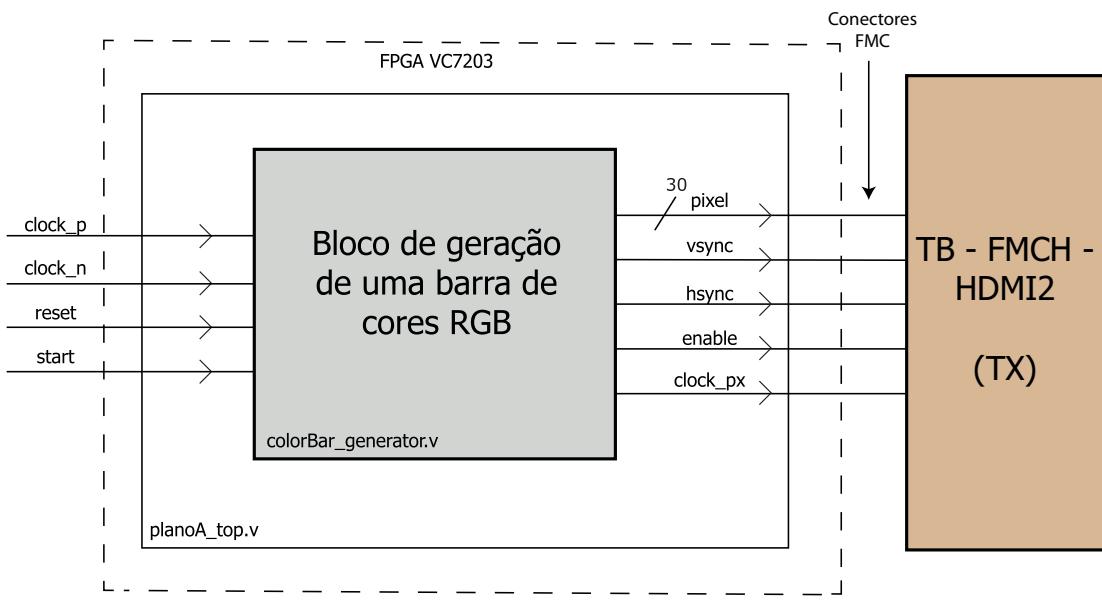


Figura 3.6: Diagrama de blocos de arquitetura que transmite uma barra de cores para a placa HDMI TX

Localizações das portas de saída do módulo de topo

Na figura 3.6 é apresentado um diagrama de blocos da arquitetura implementada recorrendo a um módulo gerador de uma barra de cores. Este foi implementado recorrendo-se à máquina de estados apresentada anteriormente.

Nas entradas do bloco estão ligados 4 sinais sendo que dois deles correspondem a um sinal de relógio diferencial de 200 MHz (`clock_p` corresponde ao sinal positivo e `clock_n` ao sinal negativo). Os outros dois sinais, `start` e `reset`, são sinais relevantes para a máquina de estados do bloco de geração de barras de cores definidos pelo utilizador e, por isso, são atribuídos a botões da FPGA. O sinal de relógio diferencial ligado às entradas deste bloco é proveniente do oscilador presente na FPGA e alimenta um módulo que coloca na sua saída um sinal de relógio de 148,5 MHz. Esse módulo foi criado através do IP(*Intellectual Property*) disponibilizado no *software* VIVADO com o nome de *Clocking Wizard* que vem facilitar a geração de um sinal de relógio com a frequência pretendida tendo como uma base um sinal diferencial de 200 MHz. O sinal gerado, de 148,5 MHz, é o principal sinal de relógio do sistema que permite a geração da barra de cores. Esta é a cadência a que os sinais são enviados para a placa HDMI transmissora.

Relativamente às saídas do módulo é possível ver na figura 3.6 que estas se encontram diretamente ligadas à placa transmissora HDMI através dos conectores FMC. Estes sinais constituem um barramento de 30 bits que corresponde ao valor do píxel (`pixel`), o sinal de sincronização horizontal (`hsync`), o sinal de sincronização vertical (`vsync`) e ainda o sinal de dados ativos (`enable`).

Para além do desenvolvimento do código em Verilog é necessário que as portas do módulo de topo estejam atribuídas a portas físicas da FPGA. Consequentemente, é necessário definir as suas localizações nas portas da FPGA (LOC³) e criar um ficheiro que defina essas mesmas restrições físicas. A tabela 3.3 indica as localizações físicas de cada porta existente no módulo de topo. No que diz respeito às portas que se conectam à placa HDMI transmissora, estas estão representadas de forma abreviada na tabela anteriormente referida. Contudo na secção C.1 do anexo C é possível encontrar todas as portas com mais detalhes e informação sobre a ligação à placa HDMI transmissora.

Tabela 3.3: Localização das portas de entrada e saída da arquitetura de transmissão de imagem gerada na FPGA para a placa HDMI transmissora

	Sinal	LOC na FPGA	Banco na FPGA
Entrada	clk_p	E19	38
Entrada	clk_n	E18	38
Entrada	reset	N41	19
Entrada	start	E42	19
Saída	clk_px	E34	35
Saída	enable	K35	34
Saída	hsync	M32	34
Saída	vsync	L31	34
Saída	pixel[0] a pixel [29]	Ver anexo	34 e 35

O ficheiro com estas restrições físicas gerado após a atribuição das mesmas é apresentado nas secções D.1 e D.3 do anexo D. Em D.1 são apresentadas as restrições referentes às saídas da arquitetura que se conectam à placa HDMI transmissora, e em D.3 faz-se referência a todas as outras entradas e saídas desta mesma arquitetura.

Para cada porta são atribuídas duas restrições: uma que indica a localização física na FPGA da porta e outra que indica a norma da mesma (*IOSTANDARD*). A primeira permite atribuir a um determinado lugar físico da FPGA a porta que se pretende. A segunda define a norma dessa mesma porta para que todas as considerações que tenham de ser tomadas relativamente à mesma tenham em conta a norma associada.

São geradas também duas restrições temporais referentes aos sinais de relógio à entrada do módulo apresentadas na secção D.4 do anexo D. As restrições temporais existentes definem que nas portas de entrada do sinal de relógio diferencial há um sinal com uma frequência de 200 MHz (período de 5 ns). É importante que a ferramenta de implementação saiba o valor deste para poder garantir que toda a arquitetura cumpre os requisitos temporais.

Resultados

Após a definição de todas as restrições e escrita do código em Verilog, a arquitetura desenvolvida foi devidamente implementada na FPGA e testada utilizando-se o *setup* de

³Abreviatura para Localização na FPGA

teste visualizado na figura 3.7.

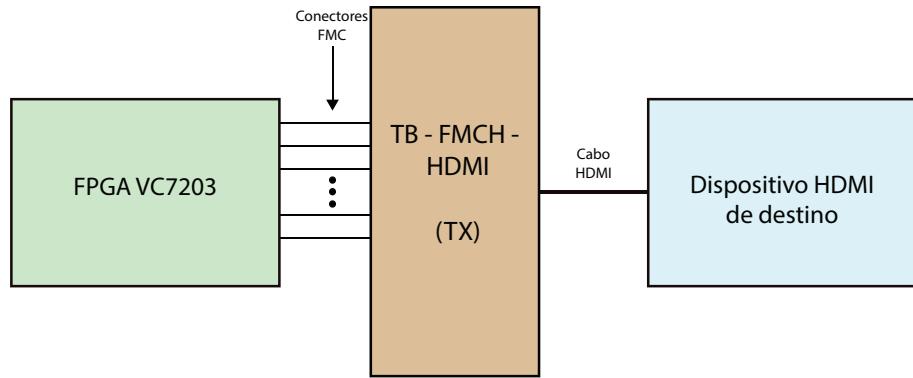


Figura 3.7: *Setup* de teste da arquitetura desenvolvida para transmissão de uma imagem gerada na FPGA para a placa HDMI transmissora

A figura 3.8 demonstra os resultados obtidos com a implementação desta arquitetura. A placa HDMI transmissora está conectada à FPGA através dos conectores FMC e ao dispositivo final através de um cabo HDMI. Com isto foi possível visualizar-se uma barra de cores no monitor, tal como esperado.

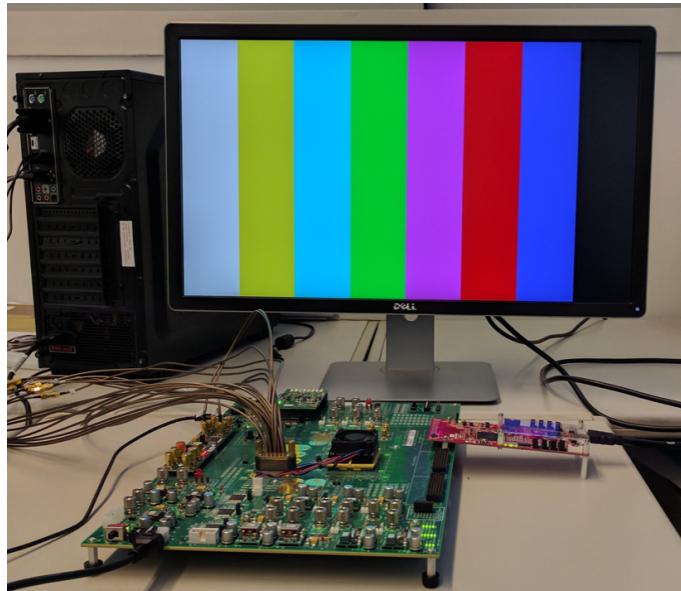


Figura 3.8: Resultados obtidos da transmissão da barra de cores gerada na FPGA para o dispositivo de destino

Através da arquitetura implementada, a comunicação entre a FPGA e a placa HDMI transmissora foi bem sucedida, validando-se também o módulo desenvolvido para geração da barra de cores. Conclui-se assim, um passo intermédio que visa alcançar o objetivo final proposto na primeira parte do projeto.

3.2.2 Transmissão de imagem entre dispositivos HDMI

Na arquitetura desenvolvida que é apresentada nesta subsecção são utilizadas as placas HDMI recetora e transmissora, ambas configuradas por omissão e procede-se à transmissão de uma imagem entre dispositivos HDMI. O objetivo do desenvolvimento desta arquitetura consiste em obter uma ligação entre dois dispositivos ligados às placas HDMI de uma imagem RGB de 10 bits.

Conceção e Desenvolvimento

Foi desenvolvida uma arquitetura que recebe à cadência do sinal de relógio HDMI proveniente da placa (neste caso em específico como é uma imagem *FULL HD* é uma frequência de 148,5 MHz) e o resto dos sinais provenientes da mesma, mais especificamente o valor de *pixel*, *vsync*, *hsync* e *enable*. A figura 3.9 ilustra o diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida.



Figura 3.9: Diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para transmitir imagem entre dispositivos HDMI

É possível visualizar que na saída da arquitetura se encontram os sinais que são enviados para a placa HDMI transmissora. Por outro lado, além da presença dos sinais provenientes da placa HDMI recetora na entrada, existem ainda quatro outros sinais do exterior: o sinal de relógio diferencial de 200 MHz, o sinal *start* e *reset*. O sinal de *start* é definido pelo utilizador e seleciona os dados no multiplexador: quando ativo coloca na sua saída os dados provenientes do bloco gerador da barra de cores (anteriormente desenvolvido em 3.2.1); quando inativo seleciona os dados recebidos da placa HDMI recetora. O sinal de *reset* permite ao utilizador restabelecer os dados originais do sistema.

Os sinais provenientes da placa HDMI recetora são lidos para registos síncronos com o flanco positivo do sinal de relógio da mesma. De seguida o multiplexador seleciona os sinais que são enviados para a placa HDMI transmissora consoante o valor de *start*.

Localizações das portas de saída do módulo de topo

A tabela 3.4 especifica as localizações físicas da FPGA que foram atribuídas a cada porta do módulo desenvolvido e ainda o banco ao qual pertencem. As portas que fazem conexão com as placas HDMI transmissora e recetora são apresentadas nesta tabela de forma abreviada. Contudo na secção C.2 do anexo C é possível encontrar mais detalhadamente as localizações dessas portas na FPGA bem como informação relativamente a esses sinais nas placas HDMI transmissora e recetora.

Tabela 3.4: Localização das entradas e saídas das portas da arquitetura de transmissão de imagem entre dispositivos HDMI

	Sinal	LOC na FPGA	Banco na FPGA
Entrada	clk_p	E19	38
Entrada	clk_n	E18	38
Entrada	reset	N41	19
Entrada	start	E42	19
Entrada	clk_px_in	AJ32	14
Entrada	enable_in	AN38	15
Entrada	vsync_in	AU38	15
Entrada	hsync_in	AU39	15
Entrada	pixel_in [0] a pixel_in[29]	Ver anexo	14 e 15
Saída	clk_px	E34	35
Saída	enable	K35	34
Saída	hsync	M32	34
Saída	vsync	L31	34
Saída	pixel [0] a pixel [29]	Ver anexo	34 e 35

A atribuição destas mesmas localizações das portas gerou um ficheiro de restrições físicas cujo conteúdo é apresentado nas secções D.2, D.1 e D.5 do anexo D. A secção D.2 define as portas de entrada que estão conectadas à placa HDMI recetora. A secção D.1 apresenta as restrições das portas de saída da arquitetura que se conectam à placa HDMI transmissora, e por fim a secção D.5 apresenta as restrições das restantes portas de entrada e saída desta arquitetura. As restrições temporais aplicadas à arquitetura são idênticas às que foram aplicadas anteriormente e estão presentes em D.6 no anexo D.

Resultados

Após síntese e implementação do código desenvolvido em Verilog juntamente com as restrições aplicadas, a FPGA foi programada com esta arquitetura e testada recorrendo-se a um *setup* de teste como ilustra a figura 3.10. Foi utilizado um computador portátil como

fonte HDMI e conectou-se o mesmo à placa recetora. Como dispositivo final utilizou-se um monitor que foi conectado à placa transmissora também com um cabo HDMI.

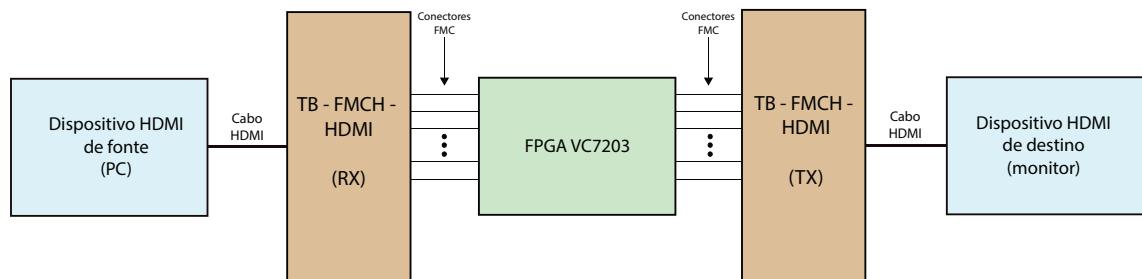


Figura 3.10: *Setup* de teste para as arquiteturas transmissoras de dados entre dispositivos HDMI

Na figura 3.11 visualizam-se os resultados obtidos com a implementação desta arquitetura: tal como esperado a imagem foi transmitida com sucesso.



Figura 3.11: Resultados obtidos da arquitetura transmissora de imagem entre dispositivos HDMI

O último passo intermédio é assim concluído e permite alcançar o objetivo final proposto nesta primeira fase do projeto: a ligação entre dispositivos HDMI de fonte e destino foi obtida com sucesso.

3.2.3 Transmissão de imagem e som entre dispositivos HDMI

Após se obter uma ligação entre dois dispositivos HDMI de uma imagem procedeu-se ao desenvolvimento de uma arquitetura capaz de transmitir imagem e som. Para isso foi necessário reconfigurar as placas HDMI, tal como mencionado anteriormente, para a configuração que suporta apenas um canal mas que permite a transmissão de áudio em formato I^2S . As características desta configuração são apresentadas na subsecção 3.1.1.2 .

É de notar que as imagens poderão ser transmitidas e recebidas em dois tipos de formatos (RGB ou YCbCr) e ainda com 8, 10 ou 12 bits por cor (dependendo da configuração dos interruptores das placas HDMI que estão especificados na secção B.2 do anexo B). Neste caso específico são utilizados 12 bits por cor o que perfará um total de 36 bits por pixel.

Conceção e Desenvolvimento

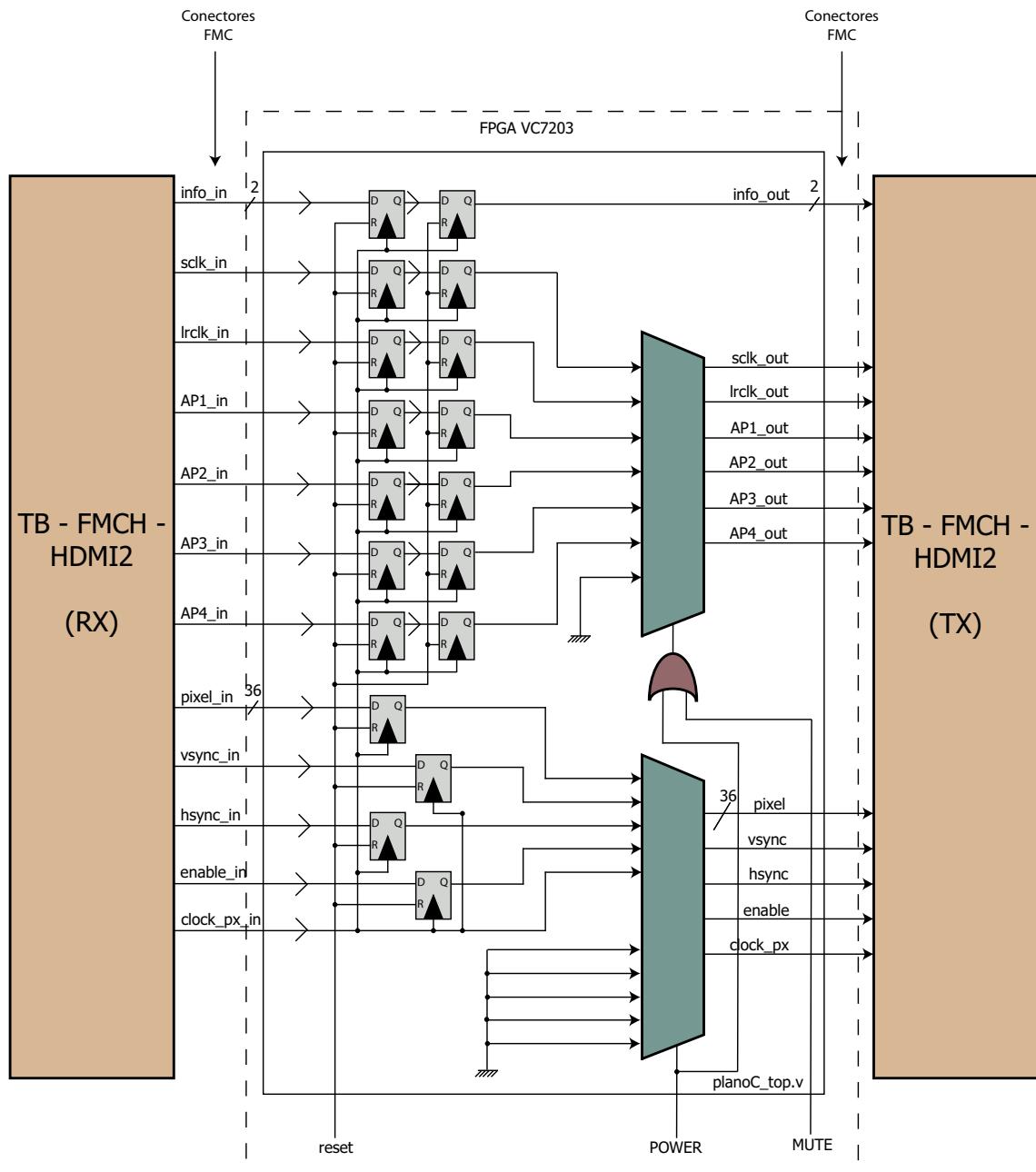


Figura 3.12: Diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para transmitir imagem e som entre dispositivos HDMI

Na figura 3.12 é ilustrado o diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para se realizar a transmissão de imagem e som entre dois dispositivos HDMI. Facilmente se observa um número elevado de portas de entrada e saída nesta arquitetura, o que se deve ao facto de agora o som ser também transmitido.

Na entrada encontram-se os sinais relativos à imagem, à semelhança das arquiteturas anteriores: *pixel*, *hsync*, *vsync*, *enable* e o sinal de relógio da mesma. Para além destes sinais provenientes da placa HDMI recetora são ainda recebidos os sinais referentes ao som: o sinal de relógio dos dados em série (*sclk*), o sinal referente à seleção do canal de áudio (*lrclk*) e ainda os sinais que transportam os dados de som (de AP1 a AP4). Para além de dados de imagem e som há também um barramento de 2 bits que contém informação relativamente ao tipo de vídeo que é transmitido (tal como já referido na subsecção 3.1.1.2). Todos estes sinais que se encontram na entrada do módulo, encontram-se também na saída pois são enviados para a placa HDMI transmissora.

Existem ainda outras três entradas do módulo : *POWER*, *MUTE* e *reset*. O sinal de *POWER* define o estado da transmissão (ativa ou desativa) e o sinal de *MUTE* define a transmissão ou não dos sinais de som. O sinal de *reset* serve para repor todos os dados originais do sistema caso o utilizador pretenda.

Os sinais de entrada relativos à imagem são lidos para registos síncronos com o flanco positivo do sinal de relógio de imagem. Estes mesmos sinais são enviados para a placa HDMI transmissora caso o sinal *POWER* esteja ativo. Quando este sinal se encontra inativo suspende a transmissão.

Relativamente aos dados referentes ao som, estes são também lidos para registos síncronos com o flanco positivo do sinal de relógio referente à imagem proveniente da fonte HDMI. Numa fase mais avançada do projeto esta simplificação facilitará a transmissão dos dados em série a alta velocidade. Porém, é necessário ter em consideração que estes dados variam a uma taxa que não é síncrona com o sinal de relógio da imagem, pois este possui uma frequência de 148,5 MHz para uma imagem no formato *FULL HD* e os dados de som variam a uma frequência de 3,072 MHz (tal como mencionado na subsecção 3.1.1.2). Assim sendo, apesar de o sinal de relógio de áudio ser mais lento do que o da imagem, é necessário tomar as devidas precauções quando se faz a passagem entre estes dois domínios de relógio, para que não sejam captados dados dos registos quando estes se encontram num estado de meta-estabilidade. Tal como sugerido em [19], são utilizados dois registos síncronos com o sinal de relógio referente à imagem para que não haja propagação de erros.

O sinal de áudio enviado para as placas HDMI transmissora está dependente dos sinais de *POWER* e *MUTE*. Caso *MUTE* esteja ativo o sinal de som não é transmitido e as entradas da placa HDMI são definidas com 0. O mesmo acontece quando o sinal de *POWER* está inativo uma vez que indica que a transmissão da parte da placa HDMI recetora está desligada.

Localizações das portas de saída do módulo de topo

Mais uma vez é necessário definir as localizações físicas de cada porta de entrada e saída do módulo principal, que estão descritas na tabela 3.5. Nessa mesma tabela os sinais que conectam as placas HDMI são brevemente apresentados e na secção C.3 do anexo C são descritos com mais detalhe.

Tabela 3.5: Localização das portas da arquitetura transmissora de imagem e som entre dispositivos HDMI

	Sinal	LOC na FPGA	Banco na FPGA
Entrada	reset	N41	19
Entrada	POWER	E42	19
Entrada	MUTE	G41	19
Entrada	clk_px_in	AJ32	14
Entrada	enable_in	AN38	15
Entrada	vsync_in	AU38	15
Entrada	hsync_in	AU39	15
Entrada	pixel_in [0] a pixel_in[29]	Ver anexo	14 e 15
Entrada	pixel_in[30] a pixel_in[35]	Ver anexo	14
Entrada	sclk_in	AJ37	14
Entrada	lrclk_in	AL35	14
Entrada	AP1_in	AL37	14
Entrada	AP2_in	AP35	14
Entrada	AP3_in	AM37	14
Entrada	AP4_in	AH33	14
Entrada	info_in [0]	AV38	15
Entrada	info_in [1]	AV39	15
Saída	clk_px	E34	35
Saída	enable	K35	34
Saída	hsync	M32	34
Saída	vsync	L31	34
Saída	pixel [0] a pixel [29]	Ver anexo	34 e 35
Saída	pixel [30] a pixel [35]	Ver anexo	35
Saída	sclk_out	A34	35
Saída	lrclk_out	B33	35
Saída	AP1_out	A36	35
Saída	AP2_out	C39	35
Saída	AP3_out	B38	35
Saída	AP4_out	D32	35
Saída	info_out [0]	K32	34
Saída	info_out [1]	L32	34

Para que a ferramenta de implementação reconheça as localizações físicas da FPGA atribuídas às portas do bloco é gerado um ficheiro de restrições físicas semelhante aos anteriores.

O conteúdo do ficheiro pode ser encontrado nas secções D.1, D.2 e ainda em D.7 do anexo D. Na secção D.1 é possível encontrar as restrições físicas relativas a algumas portas

de saída do módulo, nomeadamente os bits do sinal de píxel entre 0 e 29, o seu sinal de relógio e ainda os sinais de controlo de imagem. Na secção D.2 encontram-se as restrições físicas de algumas portas de entrada desta arquitetura provenientes da fonte HDMI. Essas portas correspondem, mais uma vez, aos bits do sinal de píxel entre 0 e 29, o seu sinal de relógio e os respetivos sinais de controlo. Por fim, em D.7 encontram-se as restrições físicas referentes às restantes portas.

Resultados

Esta arquitetura foi devidamente implementada na FPGA e testada utilizando-se um *setup* de teste semelhante ao que se visualiza na figura 3.10, tendo em conta que o monitor utilizado neste teste tinha saída de áudio.

Os resultados obtidos foram os esperados: a comunicação de imagem e som entre dois dispositivos foi conseguida. Os sinais de imagem e som operam à mesma frequência, tal como pretendido, para que possa facilitar a implementação da serialização destes dados. Apesar de os sinais de áudio provenientes da placa HDMI recetora serem síncronos com sinal de relógio que não é o dos píxeis, a passagem de sinais entre estes dois domínios de relógio não apresentou qualquer tipo de problema uma vez que ao ouvido humano os pequenos atrasados que possam eventualmente acontecer não são perceptíveis .

Com o objetivo final desta primeira fase já concluído, foi possível adicionar uma nova característica à mesma: o suporte de som.

3.2.4 Análise dos recursos utilizados por cada uma das arquiteturas

Nesta subsecção é apresentada uma análise dos recursos utilizados para cada uma das arquiteturas implementadas e retiradas algumas conclusões sobre as mesmas. Por questões de simplificação definiu-se:

- **Arquitetura A:** Arquitetura transmissora de uma barra de cores para o dispositivo final HDMI;
- **Arquitetura B:** Arquitetura transmissora de imagem entre dispositivos HDMI;
- **Arquitetura C:** Arquitetura transmissora de imagem e som entre dispositivos HDMI.

Na tabela 3.6 são apresentados a quantidade dos principais recursos utilizados em cada arquitetura desenvolvida. Estes dados foram retirados diretamente do *software* após a implementação de cada arquitetura.

Relativamente aos FF (*Flip-Flop*) utilizados por cada uma das arquiteturas, através da análise destes dados, conclui-se que todas apresentam um número relativamente baixo. Tal como é de esperar, existe um aumento do mesmo da arquitetura A para a B que se relaciona com o facto de a arquitetura B receber dados provenientes da placa HDMI

Tabela 3.6: Recursos utilizados pelas diferentes arquiteturas implementadas na FPGA

Recurso	Arquitetura A		Arquitetura B		Arquitetura C	
	Utilização	%	Utilização	%	Utilização	%
FF	31	0,01	64	0,01	59	0,01
LUT	59	0,02	67	0,02	27	0,01
I/O	38	5,43	70	10	103	14,71
GT	0	0	0	0	0	0

recetora e utilizar FF para os guardar. Este número baixa da arquitetura B para a C porque esta última não possui o bloco gerador da barra de cores. No geral, a utilização deste recurso não é preocupante nesta FPGA porque ainda existem muitos disponíveis.

O número de LUT (*LookUp Tables*) usadas relacionam-se com a lógica combinacional utilizada na arquitetura. Como esperado, os valores resultantes da utilização deste recurso para todas as arquiteturas são relativamente baixos. Mais uma vez, para esta FPGA estes valores são muito baixos e ainda existem muitos que podem ser utilizados, não sendo relevante.

No que toca ao número de I/O (*Inputs/Outputs*) utilizados em cada arquitetura, é possível observar uma crescente utilização de arquitetura para arquitetura, tal como é de esperar. Tal prende-se com o facto de o número de entradas e saídas das mesmas ir aumentando. Contudo, mesmo no caso C em que são usados 14,71% dos recursos disponíveis, este valor não apresenta qualquer tipo de problema dada a FPGA em utilização.

De um ponto de vista geral a percentagem de recursos utilizados foi baixo, deixando a possibilidade de expandir o projeto caso se pretenda.

Capítulo 4

Transmissão de dados em série

Este capítulo aborda os processos de serialização e deserialização adotados neste projeto. Estes exigem cuidados e aplicações de determinados métodos que permitam manter a integridade do sinal durante a transmissão do mesmo, como já foi referenciado em [2.4.2](#). Foi referido ainda em [2.5.2](#) que a FPGA VC7203 possui entradas e saídas de alta velocidade com arquiteturas constituídas por blocos que permitem a implementação destes mecanismos. Na figura [2.16](#) visualiza-se uma arquitetura geral dos transceptores que serão descritos mais detalhadamente daqui em diante.

Este capítulo começa por abordar as arquiteturas transmissora e receptora com detalhe, quais as características que são vantajosas a este projeto e ainda analisa as vantagens e desvantagens de algumas para que se possa fazer a melhor escolha para o projeto. É ainda feita uma análise das características de transmissão e por fim é explicada a estrutura geral do transceptor.

4.1 Transmissor

Na figura [4.1](#) visualiza-se a arquitetura do transmissor GTX. Esta possui blocos com diferentes funções que permitem manter a integridade do sinal durante uma transmissão.

Os blocos mais relevantes para o funcionamento do projeto passam a ser descritos nas próximas subsecções para uma melhor compreensão das arquiteturas desenvolvidas.

4.1.1 Interface com a FPGA

Na figura [4.1](#) este bloco tem o nome de "*FPGA TX Interface*" sendo a entrada dos dados em paralelo provenientes da FPGA que se pretendem serializar. Segundo [\[13\]](#), o tamanho desta interface depende de vários fatores internos. Para se perceber melhor como o tamanho da porta pode variar são apresentados na tabela [4.1](#) os casos possíveis.

Os diferentes tamanhos que a porta da interface pode tomar estão apresentados na última coluna da tabela, tendo em conta que quando é implementada uma codificação, estes apenas podem variar entre 16, 32 ou 64 bits. Todavia, quando não há codificação

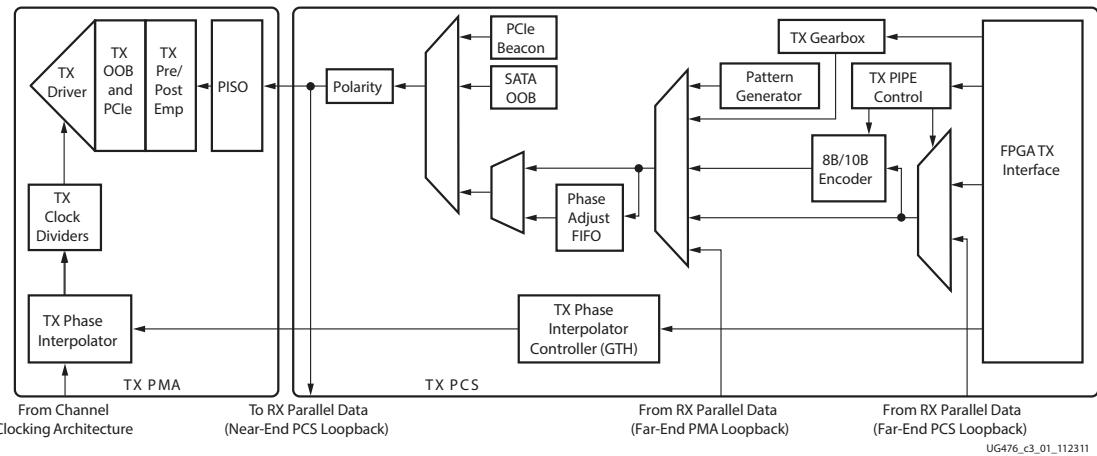


Figura 4.1: Arquitetura do transmissor GTX (retirada de [13])

Tabela 4.1: Tamanhos da interface da FPGA com o GTX transmissor (adaptada de [13])

Codificação 8B/10B	Tamanho do datapath	Tamanho Interno	Interface com a FPGA
Sim	0 (2 byte)	20	16
Sim	0 (2 byte)	20	32
Sim	1 (4 byte)	40	32
Sim	1 (4 byte)	40	64
Não	0 (2 byte)	16	16
Não	0 (2 byte)	20	20
Não	0 (2 byte)	16	32
Não	1 (4 byte)	32	32
Não	0 (2 byte)	20	40
Não	1 (4 byte)	40	40
Não	1 (4 byte)	32	64
Não	1 (4 byte)	40	80

o tamanho desta porta pode tomar os valores anteriormente referidos ou 20, 40 ou 80 bits. De notar que quando não há codificação e o tamanho da porta é 16, 32 ou 64 bits existe a possibilidade de extender esses valores (caso se pretenda) para 20, 40 e 80 bits respetivamente. No entanto, isto não será abordado dado que não é relevante para o projeto.

Os valores do tamanho interno do *datapath* podem variar entre 2 e 4 *bytes*. Contudo, convém referir que quando um *datapath* de um determinado tamanho não chega para o número de bits à entrada então é necessário utilizar dois. Este tópico será abordado mais adiante.

Os dados em paralelo entram neste bloco a uma determinada cadência bem definida: ao flanco positivo do sinal de relógio *TXUSRCLK2*, sendo que este é o sinal de sincronização entre os dados provenientes da FPGA com o transmissor. No entanto, é também necessário outro sinal de relógio para a lógica interna PCS do transmissor : *TXUSRCLK*. De recordar que a lógica interna PCS trabalha com os dados em paralelo, portanto o valor deste sinal

de relógio depende não só da cadência a que os dados entram no transmissor mas também do *datapath* escolhido. Segundo [13], a relação entre estes dois sinais é bem definida e apresentada na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Relação das frequências dos sinais de relógio $TXUSRCLK2$ e $TXUSRCLK$ (adaptada de [13])

Tamanho na Interface	Tamanho do <i>datapath</i>	Relação entre os sinais de relógio
16, 20 (bits)	0 (2 byte)	$F_{TXUSRCLK} = F_{TXUSRCLK2}$
32, 40 (bits)	0 (2 byte)	$F_{TXUSRCLK} = F_{TXUSRCLK2} * 2$
32, 40 (bits)	1 (4 byte)	$F_{TXUSRCLK} = F_{TXUSRCLK2}$
64, 80 (bits)	1 (4 byte)	$F_{TXUSRCLK} = F_{TXUSRCLK2} * 2$

Segundo [13], sabendo estas relações entre os sinais de relógio, o tamanho da porta na interface do transmissor e o tamanho do *datapath* usado é possível obter a velocidade de transmissão dos dados em série através da equação apresentada em 4.1.

$$\text{Line Rate} = F_{TXUSRCLK} * (\text{Internal Datapath Width}) \quad (4.1)$$

Para que se perceba a diferença entre estas frequências é agora apresentado um caso em concreto que é utilizado neste projeto. Pretende-se na entrada do transmissor obter 40 bits em paralelo e que estes dados sejam amostrados a uma frequência de 148,5 MHz ($F_{TXUSRCLK2} = 148,5$ MHz). Assim sendo, existem agora duas hipóteses: a utilização de um *datapath* de 2 byte ou 4 byte.

Se se optar pelo *datapath* de 4 byte então está-se perante a opção a), ilustrada na figura 4.2 em que o sinal de amostragem à entrada é de 148,5 MHz ($F_{TXUSRCLK2} = 148,5$ MHz) e o sinal de lógica do bloco PCS também é 148,5 MHz ($F_{TXUSRCLK} = 148,5$ MHz). Neste caso a largura do sinal interno é de 40 bits o que, segundo a equação 4.1, perfaz uma taxa de saída dos dados em série de 5,94 Gbit/s.

Por outro lado, se se optar por um *datapath* interno de 2 byte serão necessários 2 *datapath*, com largura interna de 20 bits cada, tal como ilustra o caso b) da figura 4.2. Isto implica que a taxa de amostragem nesses seja o dobro da cadência de entrada dos sinais na interface com transmissor. Assim, mantém-se uma frequência de amostragem à entrada do transmissor de $F_{TXUSRCLK2} = 148,5$ MHz e uma frequência do sinal de relógio de cada bloco PCS de $F_{TXUSRCLK} = 297$ MHz. Segundo a equação 4.1, a taxa de débito de saída é 5,94 Gbit/s.

Estes dois sinais de relógio, gerados neste bloco, são colocados nas saídas do mesmo para que na FPGA possa ser desenvolvida uma arquitetura que leia os sinais em paralelo para o transmissor à cadência de $TXUSRCLK2$. Estes estão alinhados pelo flanco positivo de ambos ainda que tenham frequências diferentes. De notar ainda que os mesmos são gerados com base no sinal de relógio de referência, segundo [13] e [27], através de multiplicadores ou divisores caso possuam frequências diferentes.

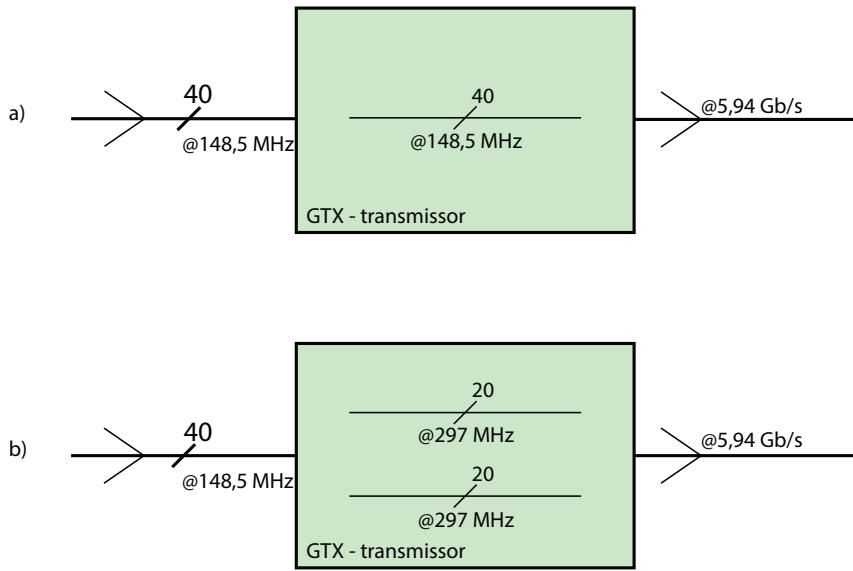


Figura 4.2: Exemplo simplificado de transmissão com diferentes usos de *datapath*

4.1.2 Codificador 8B/10B

Este bloco, quando ativo, permite que os sinais em paralelo sejam codificados de 8 para 10 bits. É de notar que, apesar de ser vantajosa a utilização de codificação num protocolo de transmissão em série, a ativação deste bloco aumenta a latência do transmissor.

As características deste tipo de codificação, as suas vantagens e importância foram já abordadas na subsecção 2.4.2 na página 21.

4.1.3 Interface entre os diferentes domínios de sinal de relógio do transmissor

Já foi referido anteriormente que para o correto funcionamento o transmissor GTX opera com pelo menos dois sinais de relógio diferentes : TXUSRCLK and TXUSRCLK2. O segundo é o sinal de relógio de sincronização principal entre os dados provenientes da FPGA e o transmissor, e o primeiro é o sinal de relógio utilizado para a lógica do bloco PCS.

Contudo, o bloco PCS utiliza dois sinais de relógio internamente para o seu correto funcionamento: TXUSRCLK (como já foi mencionado) e ainda XCLK (sinal de relógio dos dados em paralelo do bloco PMA). A figura 4.3 ilustra os diferentes domínios de relógio presentes no transmissor GTX.

Quando os dados são transferidos entre os domínios TXUSRCLK e XCLK é necessário que para além de terem frequências semelhantes, as diferenças de fase que possam existir estejam resolvidas. Por isso, existem dois blocos responsáveis por tal que apresentam os seus prós e contras: *buffer* ou bloco de alinhamento de fase. Independentemente da escolha de um ou de outro, a utilização de um deles é obrigatória e torna-se importante conhecer

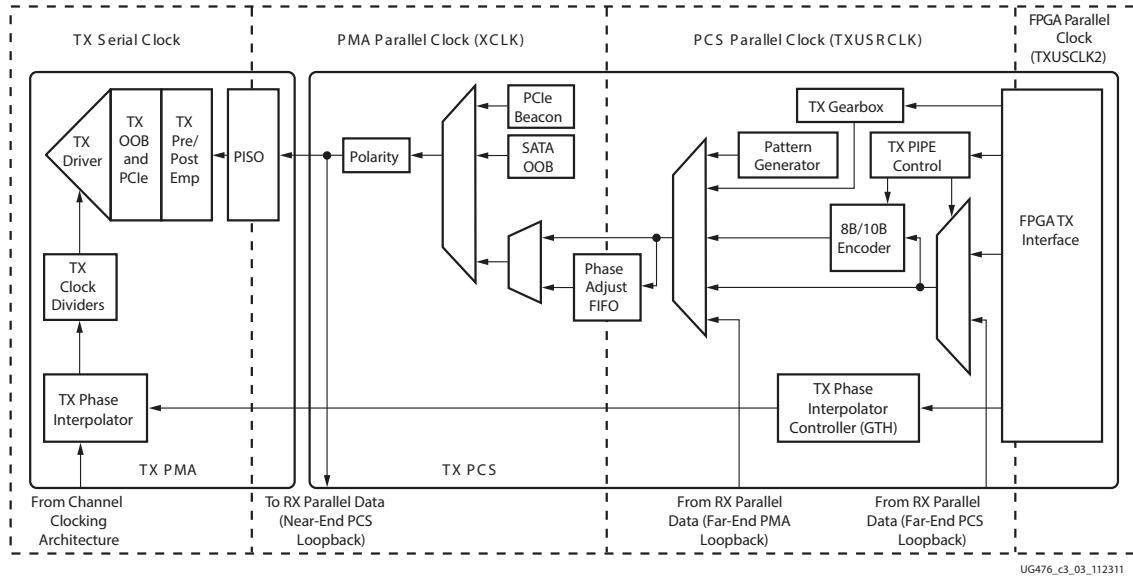


Figura 4.3: Diferentes domínios de sinal de relógio do transmissor (retirada de [13])

as suas vantagens e desvantagens, pois tal escolha afeta o funcionamento global do sistema, segundo [13].

Por um lado, a utilização de um *buffer* é mais fácil e ainda assim é robusta, enquanto que o bloco de alinhamento de fase exige a utilização de mais lógica e restrições de sinais de relógio adicionais. Por outro lado, quando a latência se torna um ponto importante do sistema, a utilização do *buffer* deve ser posta de lado, visto que o bloco de alinhamento de fase utiliza menos registos obtendo assim uma latência menor.

4.1.4 Interface com a camada física

Após a serialização dos dados no bloco PISO da figura 4.1 os sinais são transmitidos para a camada física através de um *driver* reconfigurável. Esta interface dispõe de várias características que permitem manter a integridade do sinal que passam de seguida a ser apresentadas:

- **Sinalização Diferencial:** para diminuir eventuais interferências no sinal durante a sua transmissão no cabo físico, tal como mencionado na subsecção 2.4.2 na página 29.
- **Pré-ênfase:** para preparar o sinal para um canal ruidoso, tal como referido na subsecção 2.4.2 na página 27.
- **Resistências de interface com o cabo calibráveis:** para que a impedância característica da linha esteja adaptada com a interface evitando assim eventuais reflexões dos sinais, tal como mencionado na subsecção 2.4.2 na página 21.

4.2 Recetor

Na figura 4.4 é possível visualizar a arquitetura do recetor GTX. Este inclui diversos blocos que permitem a correta recuperação do sinal, sendo que o funcionamento dos principais já foi mencionado na subsecção 2.4.2. Assim, passa-se de seguida à descrição dos mesmos.

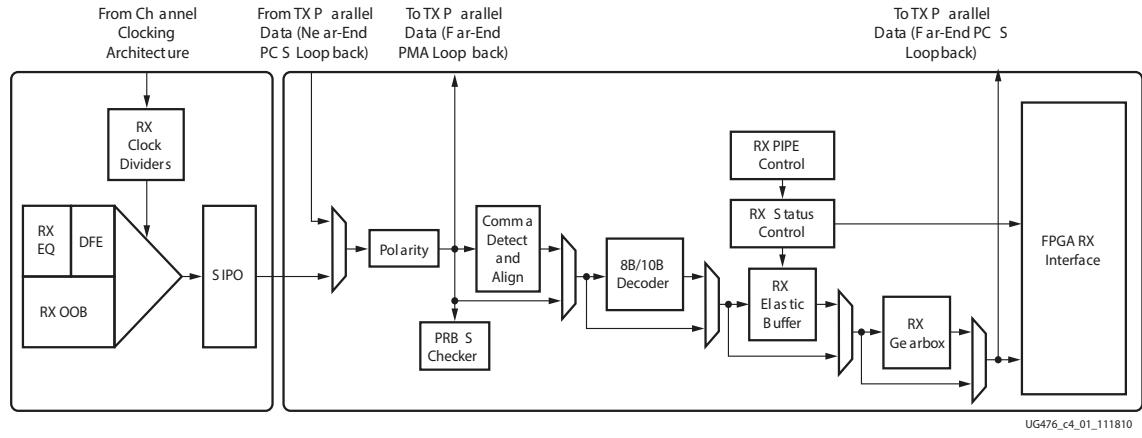


Figura 4.4: Arquitetura do recetor GTX, (retirada de [13])

4.2.1 Interface com a camada física

A interface o cabo físico do recetor possui duas características importantes para a recuperação do sinal:

- **Tensão de terminação configurável:** Esta característica é importante quando a referência do sinal diferencial é variável do lado do transmissor o que permite recuperar corretamente o sinal diferencial do lado do recetor.
- **Resistências de interface com o cabo configuráveis:** tal como acontecia do lado do transmissor, esta característica torna-se importante para que a linha de transmissão esteja adaptada ao recetor evitando assim eventuais reflexões do sinal.

4.2.2 Equalização

Na subsecção 2.4.2 na página 27 foi abordada a importância da utilização de filtros equalizadores para tentar compensar a atenuação e distorção que o sinal sofre durante a transmissão no canal físico. O recetor GTX disponibiliza dois tipos de equalizadores adaptativos que devem ser escolhidos consoante as necessidades de consumo de potência do circuito *versus* perdas do canal físico de transmissão.

Segundo [13], para canais cujas perdas não são muito significativas e o consumo de potência torna-se uma característica crítica do circuito existe um filtro adaptativo otimizado

com o nome de LPM (*Low-power mode*). Ainda segundo esta fonte, o uso deste tipo de equalizador é recomendado para aplicações com débitos até 11,2 Gbit/s de curto alcance e com perdas por canal até 12 dB à frequência de *Nyquist*.

Para canais cujas perdas se tornam significativas existe disponível um filtro adaptativo com o nome de *Decision Feedback Equalizer* (DFE). Segundo [13], este equalizador é utilizado para ligações de média distância cujas perdas do canal rondam os 8 dB ou mais à frequência de *Nyquist*. Este equalizador apresenta ainda as seguintes vantagens:

- Efetua a equalização sem amplificação do ruído ou eventuais interferências;
- Pode também fazer correções de reflexões causadas pelas descontinuidades do canal.

Tendo em conta as vantagens dos dois equalizadores disponíveis no recetor GTX, verifica-se que a utilização de cada um deles pode ser utilizada em circunstâncias diferentes. Numa fase inicial pode ser utilizado um equalizador DFE, apesar de gastar mais energia, contudo a utilização de um equalizador LPM reduz o consumo. Numa fase mais avançada do projeto, que envolva a inserção dos sinais em ligações longas e/ou ruidosas, faz mais sentido usar um filtro DFE adaptado para tal.

4.2.3 Alinhamento de Palavras

O bloco de alinhamento de palavras é feito antes da deserialização dos dados, isto porque é necessário definir os limites das palavras antes destes serem convertidos para o formato em paralelo. O método de alinhamento de palavras, os símbolos especiais existentes para aplicação neste método e ainda a sua importância foram já abordados na subsecção 2.4.2 na página 23.

Nesta subsecção serão abordadas as características que este bloco do recetor possui e ainda como se pode tirar partido das mesmas aquando da sua utilização. O bloco possibilita a escolha da palavra de alinhamento que se pretende utilizar, sendo que se pode tirar partido de um protocolo já conhecido para a escolha desta.

Apesar de existirem *flags*¹ disponibilizadas pelo bloco de alinhamento que indicam o estado do mesmo, o autor de [13] alerta que para uma linha de transmissão cuja taxa de débito é superior a 5 Gbit/s, o bloco pode alinhar a palavra falsamente ativando *flag* que indica que a palavra está alinhada, mesmo não estando. Isto implica que seja desenvolvido e aplicado um sistema que verifique se a palavra se encontra devidamente alinhada ou não.

Este bloco dispõe de uma opção de alinhamento manual que vem substituir o automático, o que pode ser bastante útil em casos onde o transceptor alinha falsamente uma palavra. Na figura 4.5 é possível visualizar o exemplo de alinhamento manual das palavras no recetor que passa a ser descrito.

Este processo de alinhamento manual é conhecido pelo nome de "RXSLIDE" e é usado para mover a palavra em 1 bit. Este sinal deve estar ativo apenas um ciclo de relógio de

¹uma *flag* é uma variável de controlo binária para identificar determinadas condições

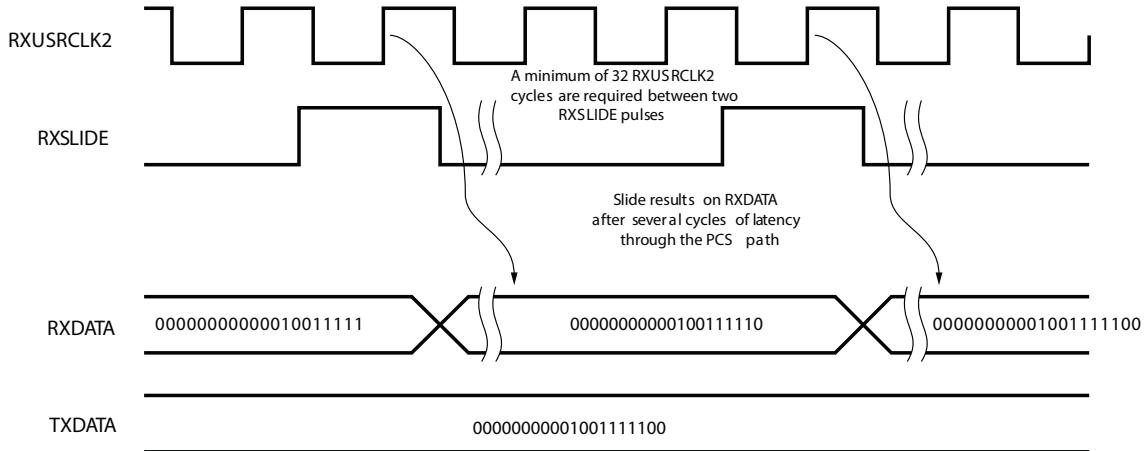


Figura 4.5: Exemplo de um alinhamento manual da palavra (retirada de [13])

RXUSRCLK2 e de seguida deve ser inativo. Segundo [13], deve-se esperar pelo menos 32 ciclos de relógio para que esta operação seja realizada outra vez. Este tempo de espera relaciona-se com o tamanho do *datapath* usado.

4.2.4 Descodificador 8B/10B

Tal como no transmissor, este bloco é responsável pela descodificação 8B/10B caso esta tenha sido ativada do lado do transmissor. Esta operação é realizada depois da conversão dos dados para paralelo e é de notar que a utilização deste bloco aumenta a latência de todo o sistema.

Numa fase inicial do projeto, a utilização deste bloco (tanto do lado do transmissor como do recetor) é posta de lado no sentido de simplificar o mesmo e também de diminuir a latência do sistema.

4.2.5 Interfaces entre os diferentes domínios de sinal relógio do recetor

Tal como acontecia no transmissor, o recetor opera a diferentes domínios de sinal de relógio. Particularmente no bloco PCS existem dois domínios de relógio para os dados em paralelo críticos: RXUSRCLK e XCLK (o sinal de relógio dos dados em paralelo do bloco PMA). A figura 4.6 ilustra os diferentes domínios de relógio presentes no recetor.

Quando os dados são transmitidos de um domínio para o outro todas as diferenças de fase entre os sinais de relógio devem estar resolvidas e a frequência não deve variar muito. Por este motivo deve usar-se um dos dois seguintes blocos: *elastic buffer* ou bloco de alinhamento de fase. Ambos os blocos resolvem as diferenças de fase entre os dois domínios, no entanto apresentam as suas vantagens e desvantagens.

Se por um lado, segundo [13], o *buffer* é uma estrutura robusta e de fácil operação, enquanto que o bloco de alinhamento de fase exige mais lógica e restrições relativamente

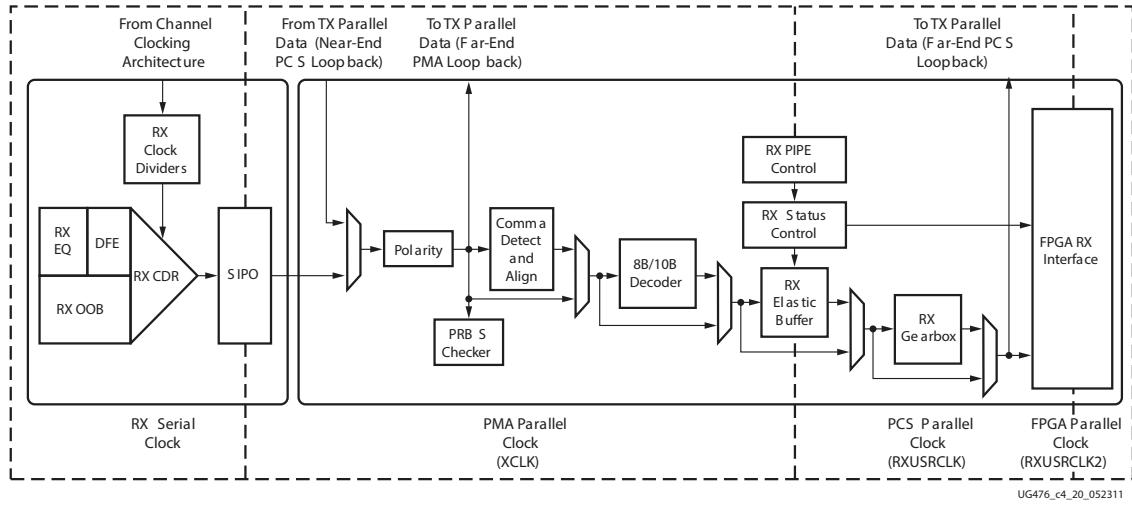


Figura 4.6: Diferentes domínios de sinal de relógio no recetor (retirada de [13])

às fontes de relógio. Por outro lado, o uso do *buffer* implica uma latência maior visto que o bloco de alinhamento de fase foi concebido para diminuir a latência total do sistema.

O *buffer* tem a capacidade de se inicializar imediatamente, enquanto que o circuito de alinhamento de fase tem de esperar que todos os sinais de relógio estabilizem para poder conseguir operar corretamente. Quanto à correção do sinal de relógio, o uso do *elastic buffer* é obrigatório, enquanto que a utilização do bloco de alinhamento de palavras exige que esta correção seja feita fora do transscetor.

Assim sendo, o uso do bloco de alinhamento torna-se útil quando a latência é um requisito crítico do sistema, todavia o uso do *buffer* não requer correção de sinal de relógio externa ao transscetor o que simplifica bastante o sistema. É uma boa opção numa fase inicial do projeto utilizar um *buffer* para fazer as correções de fase, pois, apesar de introduzir um pouco de latência no circuito, não exige lógica externa ao transscetor para correção do sinal de relógio.

4.2.6 Interface com a FPGA

Este é o bloco responsável pela conexão entre os dados do recetor com o resto da FPGA. Toda a lógica desenvolvida na FPGA deve receber os dados provenientes do recetor pela porta "RXDATA" lendo-os ao flanco positivo do sinal de relógio "RXUSRCLK2". O tamanho desta porta depende de vários fatores internos do recetor, tal como acontecia no transmissor, como por exemplo se a codificação está ativa ou não e ainda qual o tamanho do *datapath* usado (2 ou 4 byte). As diferentes possibilidades de largura da porta de "RXDATA" assemelham-se à largura da porta de entrada do transmissor (TXDATA), e por isso é possível encontrá-las na tabela 4.1.

Também à semelhança do transmissor existem dois sinais de relógio necessários para o correto funcionamento do receptor: RXUSRCLK e RXUSRCLK2. O segundo já foi mencionado como o sinal de relógio de sincronização entre o receptor e a lógica da FPGA, e o sinal de relógio RXUSRCLK é o sinal interno para a lógica do bloco PCS (que lida com os dados em paralelo). O valor deste relógio depende da velocidade de transmissão do canal e do tamanho interno do *datapath* usados, sendo possível calcular o seu valor através da equação presente em 4.1.

A relação entre estes dois sinais de relógio mencionados (RXUSRCLK e RXUSRCLK2) é bem definida, dependendo do tamanho da porta "RXDATA" e do tamanho do *datapath* usado. A relação entre estes dois sinais de relógio do receptor é idêntica à do transmissor e por isso é possível encontrar essas mesmas relações na tabela 4.2.

4.3 Análise das características de transmissão

Nesta secção são abordadas as diferentes características de transmissão possíveis de obter (velocidades de transmissão, tamanho de tramas entre outras) tendo em conta as restrições dos GTX, de maneira a otimizar a transmissão.

O projeto pode ser abordado de várias maneiras, desde a restrição da largura de banda base da transmissão até à limitação do número de bits por tramas. No sentido de simplificar o projeto e torná-lo eficiente em termos lógicos restringiu-se a cadência de entrada dos dados no transceptor para 148,5 MHz. Deste modo, não é necessário o uso de memórias, por exemplo FIFO, para armazenar dados antes da sua entrada nos transceptores.

Com esta restrição, e para se retirar algumas conclusões relativamente à optimização de transmissão dos dados em série, efetuaram-se cálculos de débitos de transmissão para as diferentes larguras na porta de dados. Para efetuar estes cálculos utilizou-se a equação apresentada em 4.1. Esses resultados estão apresentados na tabela 4.3.

Tabela 4.3: Débitos de transmissão para diferentes larguras de porta de entrada do transceptor

Interface com a FPGA	Codificação 8B/10B	Tamanho do <i>Datapath</i>	Tamanho interno do <i>datapath</i>	$F_{TXUSRCLK}$	$F_{TXUSRCLK2}$	Velocidade em série
16	Sim	2 byte	20	148,5 MHz	148,5 MHz	2,97 Gbit/s
	Não	2 byte	16	148,5 MHz	148,5 MHz	2,376 Gbit/s
20	Não	2 byte	20	148,5 MHz	148,5 MHz	2,97 Gbit/s
	Sim	2 byte	20	297 MHz	148,5 MHz	5,94 Gbit/s
32	Não	2 byte	16	297 MHz	148,5 MHz	4,752 Gbit/s
	Sim	4 byte	40	148,5 MHz	148,5 MHz	5,94 Gbit/s
40	Não	4 byte	32	148,5 MHz	148,5 MHz	4,752 Gbit/s
	Não	2 byte	20	297 MHz	148,5 MHz	5,94 Gbit/s
64	Sim	4 byte	40	297 MHz	148,5 MHz	11,88 Gbit/s
	Não	4 byte	32	297 MHz	148,5 MHz	9,5 Gbit/s
80	Não	4 byte	40	297 MHz	148,5 MHz	11,8 Gbit/s

Pela tabela 4.3, verifica-se que, fixando a taxa de amostragem do sinal à entrada do transmissor, é possível obter diversas taxas de transmissão para diferentes larguras da porta de interface com a FPGA. O projeto pode utilizar diferentes larguras de tramas a transmitir, consoante a transmissão que é realizada: uma transmissão apenas de imagem não necessita de transmitir tantos dados como uma transmissão de imagem e som, obtendo-se assim diferentes débitos de linha.

A escolha da largura das tramas a ser transmitido bem como a motivação para tal são abordados aquando da apresentação de cada arquitetura transmitida.

4.4 Estrutura do transceptor GTX

Esta secção apresenta a estrutura geral do IP disponibilizado pela *Xilinx* gerado no *software VIVADO*, mais concretamente todas as suas entradas e saídas no sentido de se poder perceber as características do mesmo. Para gerar este módulo existe uma interface do *software VIVADO* que permite configurar as diversas características do transmissor e do recetor GTX apresentadas nas secções 4.1 e 4.2 respetivamente.

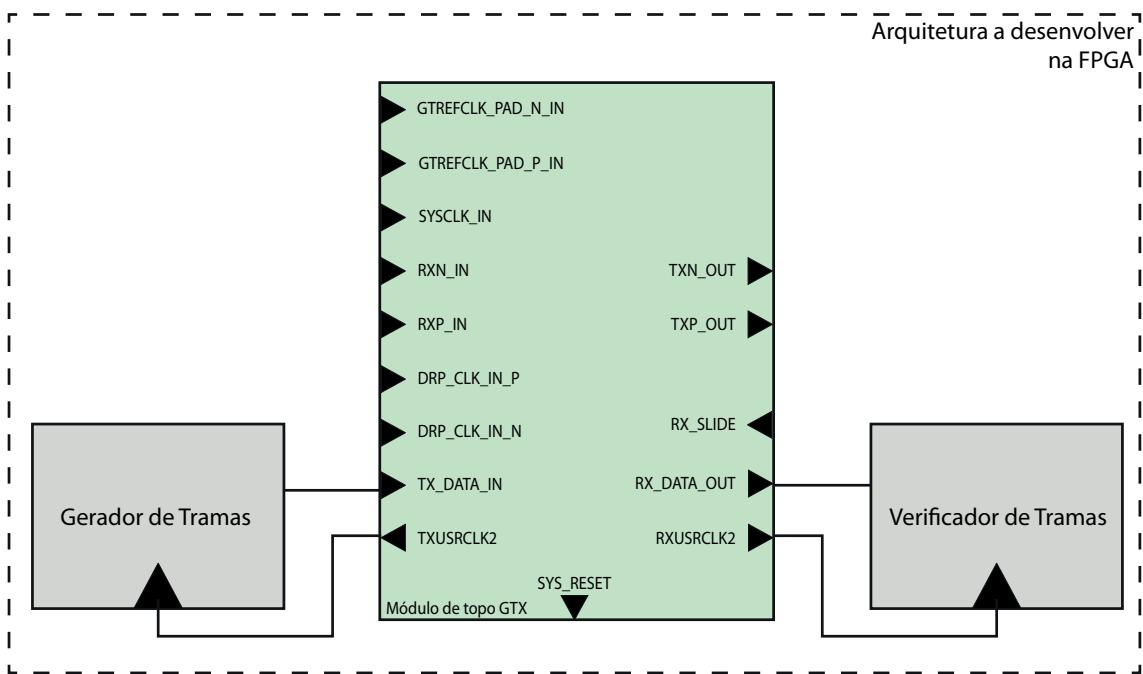


Figura 4.7: Estrutura geral do módulo GTX gerado no *software VIVADO*

Na figura 4.7 visualiza-se a estrutura geral do IP GTX gerado pelo *software VIVADO*. O módulo de topo representado na figura é constituído por diversos sub-módulos, tal como indicado [27]. Contudo, esses sub-módulos são de gestão interna do transceptor e não são relevantes para o projeto. Por esse motivo, nesta figura apenas são apresentadas as portas de entrada e saída de maior importância para o mesmo, sendo detalhadas seguidamente:

- **GTREFCLK_PAD_N_IN** e **GTREFCLK_PAD_P_IN**: Entrada do sinal de relógio diferencial externo de referência.
- **SYSCLK_IN**: Entrada do sinal de relógio a que o resto da arquitetura opera, ou seja, o sinal de relógio de todos os outros blocos da arquitetura que não o GTX.
- **RXN_IN** e **RXP_IN**: Par diferencial de entrada do recetor dos dados em série.
- **TXN_OUT** e **TXP_OUT**: Par diferencial de saída do transmissor dos dados em série.
- **DRP_CLK_IN_P** e **DRP_CLK_IN_N**: Entrada do sinal de relógio diferencial externo para a interface DRP (*Dynamic Reconfiguration Port*).
- **TX_DATA_IN**: Entrada dos dados em paralelo a serem serializados.
- **RX_DATA_OUT**: Saída dos dados em paralelo depois de recebidos e deserializados.
- **TXUSRCLK2**: Sinal de relógio de amostragem dos dados para o transmissor.
- **RXUSRCLK2**: Sinal de relógio de amostragem dos dados provenientes do recetor.
- **RXSLIDE**: Entrada do sinal que ativa o alinhamento manual do recetor.
- **SYS_RESET**: Sinal de *reset* ativado pelas máquinas de estados do recetor e transmissor.

Através da observação da figura 4.7 é possível ver que a entrada TX_DATA_IN e a saída RX_DATA_OUT estão conectadas a dois blocos: um bloco gerador de tramas a enviar para o transmissor e um bloco que verifica as tramas que chegam do recetor. O funcionamento destes blocos pode variar de arquitetura para arquitetura, porém os mesmos operam segundo os sinais de relógio TXUSRCLK2 e RXUSRCLK2 e são obrigatórios para o correto funcionamento de todo o sistema. Todos os outros sinais não estão diretamente conectados a nenhuma entrada nem saída porque podem variar entre as arquiteturas.

A interface DRP é uma característica do transceptor que não sendo abordada neste projeto, convém fazer uma breve referência à mesma. Esta permite configurar dinamicamente algumas características dos transceptores, o que em alguns casos pode ser útil. É impossível desativá-la na interface do *software* que gera o módulo GTX.

É de notar ainda que a porta RXSLIDE apresentada na figura 4.7 pode não existir se assim se pretender. Todavia, optou-se por ativá-la pois permite o alinhamento manual das palavras recebidas. Alinhamento este, que pode vir a ser útil para transmissões cuja taxa de débito é superior a 5 Gbit/s.

Capítulo 5

Transmissão em série de dados HDMI

Neste capítulo são contempladas todas as arquiteturas desenvolvidas para a transmissão dos dados HDMI em série, explicando todas as decisões tomadas para se obter o produto final.

5.1 Abordagem inicial

Numa fase inicial do projeto optou-se por abordar de uma maneira direta a transmissão dos dados em série, sem o recurso à definição de todas a tramas de um pacote. Tal decisão foi tomada, ciente da importância das tramas num protocolo de comunicação, pois o módulo GTX disponibilizado pela *Xilinx* é muito complexo.

5.1.1 Transmissão de uma barra de cores gerada na FPGA em série

A arquitetura desenvolvida passa por um conjunto de fases que vão desde a criação do módulo GTX através da interface disponibilizada no *software* para tal, e todas as tomadas de decisões que isso envolve, até à conceção de arquiteturas que criem e verifiquem as tramas. Todas essas fases são devidamente explicadas nesta subsecção.

5.1.1.1 Considerações sobre a arquitetura

A arquitetura desenvolvida necessita da placa HDMI transmissora configurada por omissão uma vez que transmite imagens no formato RGB de 30 bits. Esta arquitetura gera uma barra de cores em *FULL HD* na FPGA, utilizando o módulo descrito em [3.2.1](#) no capítulo [3](#), a uma taxa de atualização vertical de 60 Hz. Para além disso, esta arquitetura também tem um bloco que gera as tramas e as envia para o transceptor (GTX). Do mesmo modo, possui um módulo depois da transmissão que recebe e retira a informação das mesmas. Por fim, esses dados entram numa arquitetura responsável pelo seu envio para

a placa HDMI transmissora. O diagrama geral da arquitetura encontra-se na figura 5.1, de notar que este é apenas uma representação conceptual do sistema desenvolvido não correspondendo à organização do código em Verilog.

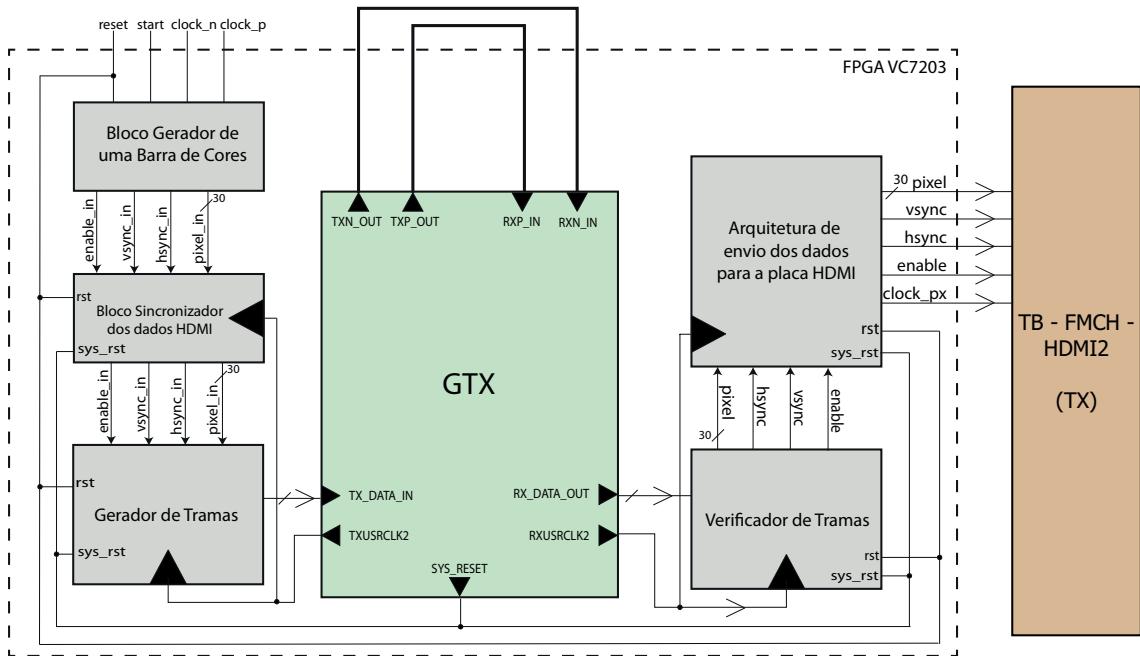


Figura 5.1: Diagrama de blocos geral da arquitetura que transmite uma barra de cores em série

Tal como é de esperar e foi referido em 2.6 na página 35, os sinais de relógio provenientes do GTX e do módulo que gera a barra de cores não são o mesmo, e por isso, existe um bloco entre a geração e a criação de tramas que permite a sincronização entre os diferentes domínios de sinais de relógio através de *shift-registers*.

Tendo em conta a arquitetura global desenvolvida foram tomadas duas decisões importantes para definir as características do transceptor: o número de bits por trama e a frequência a que estas serão lidas para o mesmo. Tal como referido anteriormente, a maneira mais eficiente no que toca à escolha da frequência de amostragem para o transceptor, é escolher a própria frequência da imagem HDMI, ou seja, 148,5 MHz para uma imagem *FULL HD*. Relativamente ao número de bits por trama, tendo em conta que é necessário enviar os sinais todos (*pixel*, *vsync*, *hsync* e *enable*) e visto que nesta fase do projeto não houve a preocupação da criação de diferentes tramas para os diversos momentos de transmissão, escolheu-se enviar tramas de 40 bits.

Observando novamente a tabela 4.3 conclui-se que, independentemente do tamanho do *datapath* escolhido, obtém-se uma taxa de transmissão de dados de 5,94 Gbit/s.

5.1.1.2 Geração do Módulo GTX

Quando se gera o módulo GTX através da interface disponibilizada pelo *software* VI-VADO existem algumas decisões que necessitam de ser tomadas para além das que já foram mencionados. Essas passam de seguida a ser detalhadas:

Do lado do transmissor tomaram-se as seguintes principais decisões:

1. **Tamanho interno dos dados:** Esta escolha envolve o número de caminhos de dados (*datapath*) que são utilizados e ainda o valor da frequência de TXUSRCLK. Escolheu-se 40 bits para tal, o que implica o uso de apenas um *datapath*, obtendo-se as frequências idênticas de TXUSRCLK e TXUSRCLK2.
2. **Tipo de codificação:** Neste caso não se escolheu codificação porque não é possível (a interface com a FPGA é de 40 bits) e também numa fase inicial optou-se por simplificar o projeto.
3. **Escolha entre Buffer ou Bloco de Alinhamento de Fase:** Tal como indicado na secção 4.1.3, foi escolhido a utilização do *buffer* uma vez que é de mais fácil utilização não requerendo o uso de lógica extra (comparativamente ao bloco de alinhamento de fase) e ainda assim é robusto.

Do lado do recetor as principais decisões tomadas foram as seguintes:

1. **Tipo de equalização:** Na subsecção 4.2.2 são apresentadas as vantagens de cada um dos tipos de equalizadores disponíveis. Apesar de este ser um projeto simples em que não se pretende inserir o sinal em canais ruidosos, optou-se por utilizar um equalizador DFE uma vez que traz mais vantagens do que a utilização do equalizador LPM.
2. **Alinhamento de palavras:** Como palavra de alinhamento escolheu-se o símbolo K28.3 da tabela 2.5. Contudo, é necessário ter em conta que não se está a utilizar codificação e, como tal, para efetuar o alinhamento da palavra o recetor não alinha pelo símbolo K28.3 codificado, mas sim, não codificado. Ou seja, na realidade quando encontrar a palavra "7C" assume que é a palavra de alinhamento e a trama passa a estar alinhada para esse limite. Para além disso, optou-se por activar a porta "RXSLIDE" que ativa o alinhamento manual dos bits, pois tal como referido em 4.2.3 é de esperar que seja necessário activar o alinhamento manual para ligações cuja taxa de débito seja superior a 5 Gbit/s.
3. **Tipo de descodificação:** Não foi utilizada nenhuma descodificação, pois do lado do transmissor também não há codificação.
4. **Escolha entre Buffer ou Bloco de Alinhamento de Fase:** Optou-se pela escolha do *buffer*, porque no caso do recetor para além não requerer lógica extra e ter uma inicialização mais rápida (comparativamente ao bloco de alinhamento de fase),

também não exige que a correção do sinal de relógio seja realizada fora do transceptor, tal como mencionado em [4.2.5](#).

Tabela 5.1: Sumário do módulo GTX gerado para a transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA (adaptada do *software*)

Característica	GT
TX Line Rate (Gbit/s)	5,94
TX Reference Clock (MHz)	148,5
Enconding	None
TX Internal Data Width	40
TX External Data Width	40
TXUSRCLK (MHz)	148,5
TXUSRCLK2 (MHz)	148,5
TX Buffer Enabled	TRUE
RX Line Rate (Gbit/s)	5,94
RX Reference Clock (MHz)	148,5
Decoding	None
RX Internal Data Width	40
RX External Data Width	40
RXUSRCLK (MHz)	148,5
RXUSRCLK2 (MHz)	148,5
RX Buffer Enabled	TRUE

Na tabela [5.1](#) é apresentada uma tabela sumário do módulo gerado. Esta tabela foi adaptada da interface que gera o módulo.

5.1.1.3 Conceção e Desenvolvimento

Na figura [5.1](#) é representado um diagrama de blocos geral da arquitetura apresentada. Nesta subsecção são detalhados todos os blocos utilizados e suas entradas e saídas para que se possa perceber as ligações entre os mesmos.

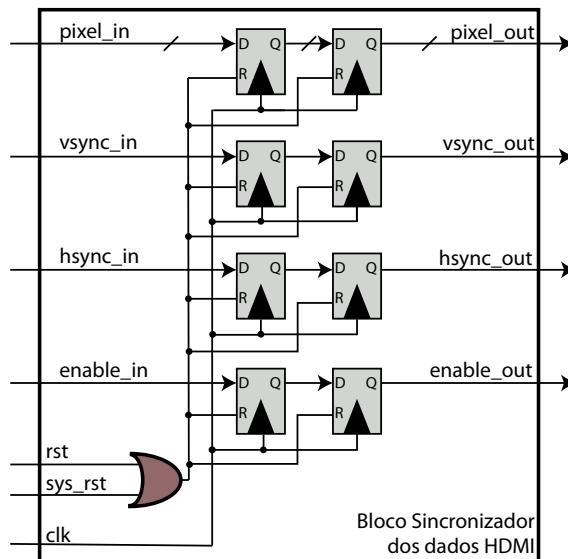
Bloco gerador de uma Barra de Cores

Este bloco gerador de barra de cores é exatamente igual ao bloco descrito em [3.2.1](#): gera uma barra de cores em *FULL HD* com uma frequência de 148,5 MHz. Nas suas entradas encontram-se as portas vindas diretamente do exterior, tal como nas outras arquiteturas que utilizam este bloco. Estas são os botões definidos pelo utilizador (*reset* e *start*) e também um sinal de relógio diferencial de 200 MHz. Nas suas saídas encontram-se os sinais referentes à imagem gerada que são posteriormente enviados para um bloco sincronizador dos dados HDMI.

Bloco Sincronizador dos dados HDMI

O recurso a este bloco sincronizador dos dados HDMI deve-se aos diferentes domínios de relógio que existem no sistema: por um lado existe um bloco que gera uma barra de cores a uma determinada cadência, e por outro existe um bloco que gera as tramas a serem enviadas para o transceptor a outra cadência. Estes dois sinais de relógio podem ser iguais, no entanto podem não estar em fase o que é suficiente para haver problemas de meta-estabilidade.

Por este motivo, este bloco de sincronização é apenas constituído por dois registos de deslocamento (*shift-registers*) para que problemas de sincronização que possam eventualmente existir sejam resolvidos. O diagrama de blocos deste módulo é apresentado na figura 5.2.



Definiu-se a trama correspondente ao início da transmissão para que seja possível manter o alinhamento do lado do receptor e iniciar o processo. Esta é designada por SOP (*Start of Packet*) e é enviada em momentos de transmissão nulos, ou seja, quando os sinais de controlo da imagem se encontram inativos ($vsync = 0$, $hsync = 0$ e $enable = 0$), sendo constituída por 40 bits que em hexadecimal corresponde a: 000605047c. Este padrão sugerido pelo exemplo disponibilizado no *software* da *Xilinx* possui as seguintes particularidades:

1. No final da mesma encontra-se a palavra de alinhamento (conjunto dos primeiros bits a ser transmitido) que permite ao transceptor alinhar a trama internamente.
2. Nunca será confundida como trama de informação (apresentada na figura 5.3) devido à composição dos últimos 7 bits de ambas. A trama SOP termina em 1111100, e a trama de informação termina em 1010101.

Quando algum sinal de controlo referente à imagem está ativo é transmitida uma trama de informação com o formato que se visualiza na figura 5.3.



Figura 5.3: Estrutura das tramas de informação

Assim sendo, consoante os dados que recebe nas suas entradas (*pixel*, *vsync*, *hsync* e *enable*), este bloco ou envia SOP ou envia tramas de informação. A figura 5.4 exemplifica os diversos momentos de transmissão das diferentes tramas numa imagem. A cinza correspondem os momentos da imagem em que os sinais de controlo da mesma estão inativos, e por isso são transmitidas tramas SOP. A castanho correspondem os momentos de transmissão em que algum dos sinais de controlo de imagem está ativo e por isso são enviadas tramas de informação. Sempre que o sinal *rst* ou *sys_rst* estiver ativo os dados são repostos e as tramas enviadas são SOP.

É de esperar que a transmissão demore algum tempo a alinhar do lado do receptor, sendo necessário que as tramas SOP sejam enviadas durante algum tempo. Por este motivo escolheram-se os momentos de transição de dados de controlo nulos, pois são suficientemente longos para que a transmissão possa ser alinhada. Assim, no pior dos casos, perde-se a primeira imagem completa que é transmitida, pois não são recebidos os primeiros dados de controlo (*vsync* e *hsync*) mas garante-se que todas as outras estão alinhadas e os dados serão corretamente recebidos do lado do transmissor.

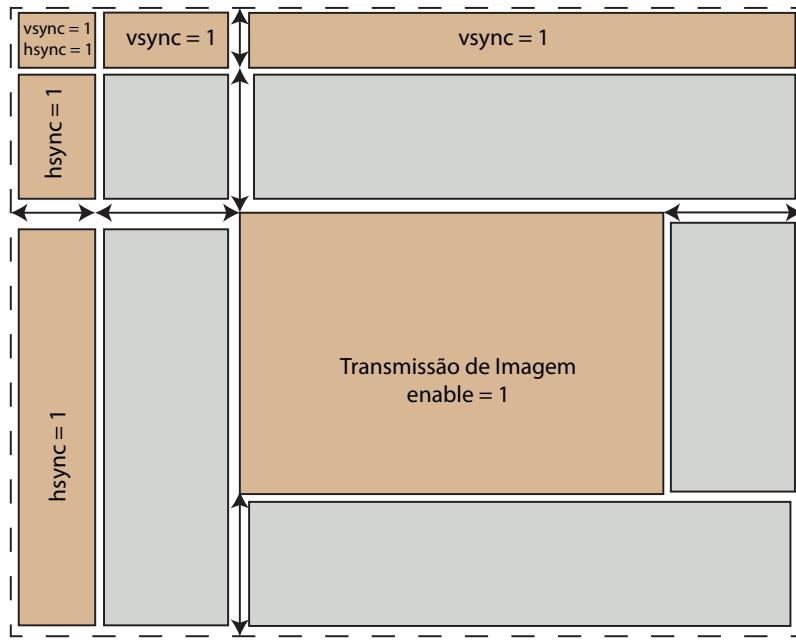


Figura 5.4: Momentos de transmissão de diferentes tramas

Verificador de Tramas

Este bloco é responsável pela re-organização das tramas recebidas que são recebidas à cadência RXUSRCLK2. Apesar de poder parecer que com o alinhamento interno as tramas chegariam ao recetor tal como são enviadas do transmissor, isso raramente se verifica. As tramas são alinhadas para um determinado limite assim que o recetor encontra a palavra de alinhamento.

Segundo [27] e [13], quando a palavra de alinhamento é detetada no recetor, este assume que os dados a partir daí são válidos e alinha-os para um determinado limite. Este limite pode ser selecionado aquando a criação do módulo GTX, tendo-se optado por alinhar os dados para o *byte* mais próximo. Apesar de não se estar a lidar com codificação e devido ao tamanho do *datapath* ser 40 bits, o bloco de alinhamento das palavras considera que 1 *byte* são 10 bits (a codificação 8B/10B codifica 8 bits em 10 bits). Assim, quando é detetada a palavra de alinhamento as tramas recebidas no recetor podem chegar de quatro maneiras diferentes ilustradas na figura 5.5.

Daí a importância da trama de SOP: quando é detetada em algum dos limites assinalados a cinzento dá-se início à transmissão dos restantes dados. Para se proceder à organização dos dados recebidos é necessário recorrer a uma máquina de estados. Esta foi adaptada da que a ferramenta de *software* cria por omissão quando é gerado um exemplo deste módulo GTX.

A máquina de estados principal é dividida em três por questões de simplificação e de melhor entendimento da mesma. Cada uma destas divisões passa a ser detalhada, sem nunca esquecer que funcionam como um todo.

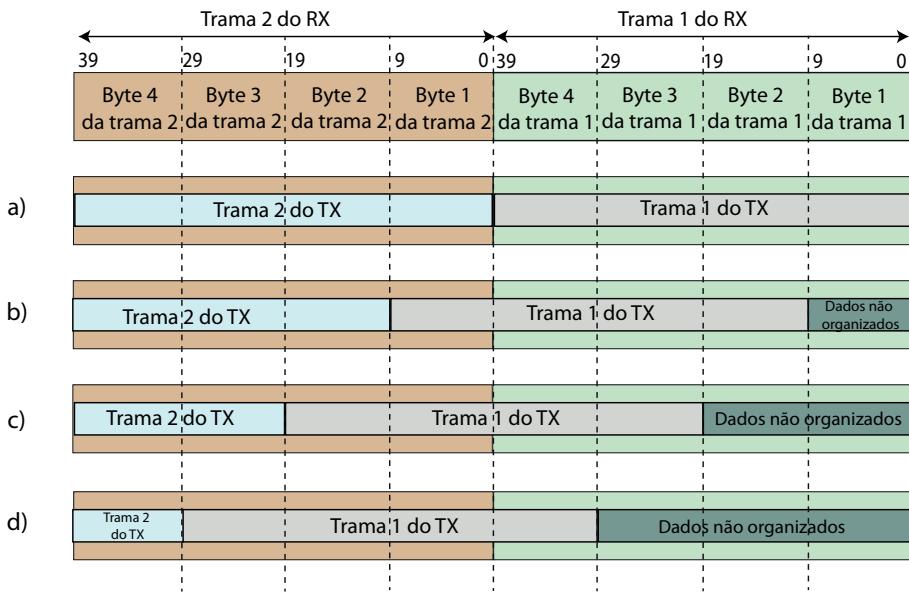


Figura 5.5: Alinhamento das tramas no transceptor

1. Máquina de estados geral da receção de dados:

Esta máquina é composta por três estados que definem o estado geral da receção de dados. Estes estados são:

- ***Begin***: Estado inicial que aguarda a receção de dados válidos do receptor. Quando a trama de SOP é detetada pela primeira vez, então a máquina transita para um estado em que recebe dados válidos.
- ***Track_data***: Neste estado já foi detetado o início da transmissão (SOP) e por isso todos os dados que estão a ser recebidos são considerados válidos. Quando é detetado algum erro (com a ajuda de uma máquina de estados detetora de erros) transita de estado.
- ***Data_error_detected***: Estado de deteção de erro que transita imediatamente para o estado inicial para aguardar a chegada de dados válidos novamente.

Sempre que for necessário fazer *reset* ao sistema, quer pela ativação do utilizador ou então pelo transceptor, volta-se ao estado inicial "*begin*".

A figura 5.6 representa a máquina de estados detalhada anteriormente. De notar que na imagem estão representadas algumas *flags* de decisão de transição de estados. A *flag* "*SOP_detected*" indica que se a trama de início de pacote foi encontrada nos dados recebidos e "*error_detected*" indica que foi detetado um erro nos dados recebidos. Ambas são definidas por máquinas de estados que serão explicadas mais adiante.



Figura 5.6: Máquina de estados de transmissão

2. Máquina de leitura de dados

Esta máquina de estados é responsável pela constante procura de dados recebidos pelo receptor. Destes apenas são guardadas as últimas duas tramas porque da sua combinação resulta a indicação de início de transmissão, iniciando o funcionamento desta máquina de estados.

A figura 5.7 ilustra a máquina de estados aqui referida, contudo antes de se detalhar os diferentes estados da mesma, faz-se uma breve descrição das *flags* de transição de estados presentes na figura:

- *all_incoming_data*: Esta *flag* indica se todos os bits presentes nas duas últimas tramas recebidas no receptor são 0 ou não. Se sim, então a *flag* é igual zero, senão é um.
- *data_valid_detected*: Esta *flag* indica se foi encontrado nos dados recebidos (nas duas últimas tramas) a trama SOP em alguma das situações assinaladas a cinza presentes na figura 5.5.
- *reset*: indica se foi ativado o sinal para repôr os dados originais da máquina de estados.

Estas são as principais *flags* de transição de estados da máquina. De seguida serão detalhados todos os estados da mesma:

- ***Waiting***: Este estado indica que o receptor ainda não está a receber dados, isto porque a *flag* *all_incoming_data* está inativa. Por defeito, quando não há transmissão de dados do lado do transmissor, o receptor recebe apenas dados iguais a zero. Assim que esta *flag* se ativa então passa-se para o estado *searching*.

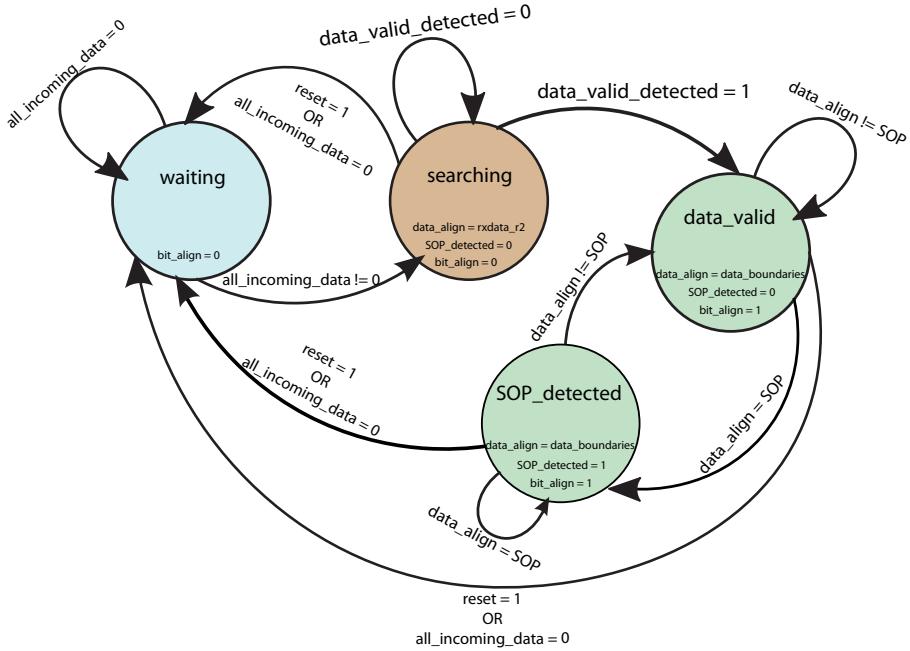


Figura 5.7: Máquina de estados leitura de dados

- **Searching:** Neste estado, a máquina procura a trama que dá inicio à transmissão de dados (SOP). Uma vez que ela pode vir alinhada em diferentes *bytes* nas tramas do receptor, então a máquina procura a SOP nas quatro situações apresentadas na figura 5.5. Assim que encontra SOP, memoriza os limites das tramas em que esta foi encontrada para que se possa retirar todos os outros dados de transmissão e transita de estado.
- **Data_valid:** Este estado serve essencialmente para guardar os dados deviamente alinhados segundo os limites da trama SOP. Ativa-se a flag *bit_align* para que o sistema reconheça que os dados se encontram alinhados. Se os dados que estão a ser guardados em *data_align* corresponderem à trama SOP então transita-se de estado para indicar que esta trama foi detetada.
- **SOP_detected:** Quando este estado está ativo, então os dados alinhados correspondem à trama SOP, e por isso deve-se ativar a flag "SOP_detected". Este estado mantém-se ativo enquanto os dados alinhados corresponderem à trama SOP e transita para o estado "data_valid" assim que tal deixar de ser verdade.

Sempre que a transmissão for interrompida (*all_incoming_data* se iguala a zero) ou o sinal de *reset* for ativo (quer por opção do utilizador ou pelo módulo GTX), então a máquina retorna ao estado inicial e repõe os dados originais do sistema.

Inicialmente o estado ativo é "waiting", e todas as flags de decisão de mudança de estado (*all_incoming_data* e *data_valid_detected*) estão igualadas a zero.

3. Máquina de estados de verificação do alinhamento dos dados

Tal como já foi mencionado anteriormente, para taxas de transmissão superiores a 5 Gbit/s, o transceptor pode alinhar falsamente os dados. Por esse motivo, as tramas recebidas podem não vir dentro dos limites apresentados na figura 5.5, sendo assim necessário o recurso a uma máquina de estados que valide o correto alinhamento.

A máquina de estados apresentada na figura 5.8 é responsável pela deteção do devido alinhamento das tramas recebidas de acordo com a figura 5.5. Caso tal não se verifique procede ao alinhamento manual das tramas.

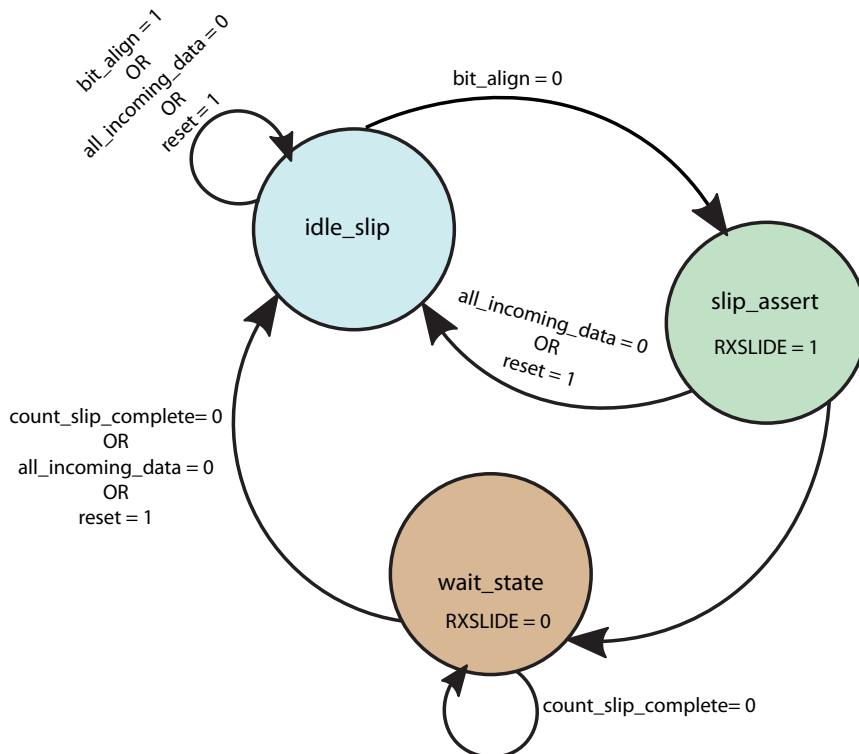


Figura 5.8: Máquina de estados de verificação do alinhamento dos dados

Antes de se passar à descrição de cada estado, é de notar que existem algumas *flags* de decisão de transição de estados:

- *bit_align*: Esta *flag* indica se a palavra se encontra devidamente alinhada, tal como ilustrada na figura 5.5.
- *all_incoming_data*: Esta *flag* já foi mencionada e detalhada na máquina de estado que faz a leitura de dados.
- *count_slip_complete*: Esta é uma *flag* que fica ativa quando um contador termina (será explicado mais à frente).

- *reset*: Indica a reposição dos dados originais da máquina de estados quando ativa.

Esta máquina é composta por três estados, sendo estes:

- ***Idle_slip***: Este estado aguarda pela receção de dados e também pela deteção do desalinhamento da palavra. Há transição de estado quando se verifica que as tramas que chegam ao recetor não estão alinhadas de acordo com os limites que deveriam estar.
- ***Slip_assert***: Este estado está ativo quando há deteção de falso alinhamento de palavras, e por isso a saída que se conecta ao GTX é ativada: RXSLIDE. A ativação deste sinal vai permitir que as tramas sejam deslocadas em 1 bit. Este estado transita imediatamente para o estado de *Wait_state*.
- ***Wait_state***: Neste estado o sinal de saída RXSLIDE volta a estar inativo e aguarda-se que a operação de deslocamento de 1 bit se verifique. Como estamos perante um *datapath* de 40 bits, segundo [13] aguarda-se 64 ciclos de relógio. Após esta espera, a flag *count_slip_complete* fica ativa e há transição de estado.

De notar que sempre que houver falha de transmissão ou o sinal de *reset* for ativo, os sinais são repostos para os originais e volta-se ao estado *Idle_slip*.

Inicialmente o estado ativo é o *Idle_slip* e as *flags* de sinalização de transição de estado são igualadas a 0.

Para além destas máquinas de estados apresentadas existe a possibilidade de implementação de uma outra que verifique os erros das tramas recebidas. Esta máquina torna-se útil quando há implementação de códigos detetores de erros nas tramas, ativando a flag "error_detected", sempre que o *checksum* recebido na trama não corresponder à mensagem. Contudo, nesta abordagem inicial tal não é realizado e por isso essa flag é globalmente igualada a zero.

Quando os dados estão alinhados procede-se à extração da informação contida na trama recebida, enviando-a para o bloco responsável pela sua transmissão para a placa HDMI, sendo necessário que o estado *track_data* esteja ativo. A informação retirada depende do tipo de trama recebida: caso a trama seja SOP, os dados são todos igualados a 0; caso contrário, então extrai-se os dados de acordo com o formato da trama de informação apresentado na figura 5.3.

Bloco de envio de dados para a placa HDMI

Este bloco é responsável pela receção dos dados alinhados provenientes do bloco verificador de tramas e do seu posterior envio para a placa HDMI transmissora. A figura 5.9 é apresentado o diagrama de blocos deste módulo.



Figura 5.9: Diagrama de blocos de envio de dados para a placa HDMI transmissora

Os dados recebidos neste bloco são lidos para um registo ao flanco positivo do sinal de relógio que alimenta este módulo (RXUSRCLK2). Posteriormente, todos os dados presentes nos registos são enviados para a placa HDMI transmissora incluindo o sinal de relógio RXUSRCLK2.

Localizações das portas de saída do módulo de topo

Na figura 5.10 visualiza-se o diagrama de blocos desenvolvido para esta arquitetura com os seus diversos sub-módulos.

Verifica-se que este bloco tem diversas entradas e saídas, e por isso para além de todo o código desenvolvido em Verilog para estes sub-módulo é necessário definir as localizações físicas da FPGA para cada porta de entrada e saída, estando as mesmas detalhadas na tabela 5.2. Para mais especificações sobre as portas de saída que se conectam à placa HDMI transmissora, remete-se para a secção C.1 do anexo C.

O conteúdo do ficheiro de restrições físicas pode ser encontrado nas secções D.1 e D.8 do anexo D. Na secção D.1 encontram-se as restrições relativas às portas de saída que se conectam à placa HDMI transmissora e a secção D.8 corresponde às restrições físicas das restantes portas desta arquitetura. O conteúdo das restrições temporais desta mesma arquitetura encontra-se na secção D.9 do anexo D.

5.1.1.4 Resultados

Após a síntese e implementação da arquitetura desenvolvida a FPGA foi devidamente programada com o *bitstream* gerado. Porém, nesta arquitetura é necessário ter em consideração que o sinal de relógio de referência que se conecta ao GTX é proveniente de um

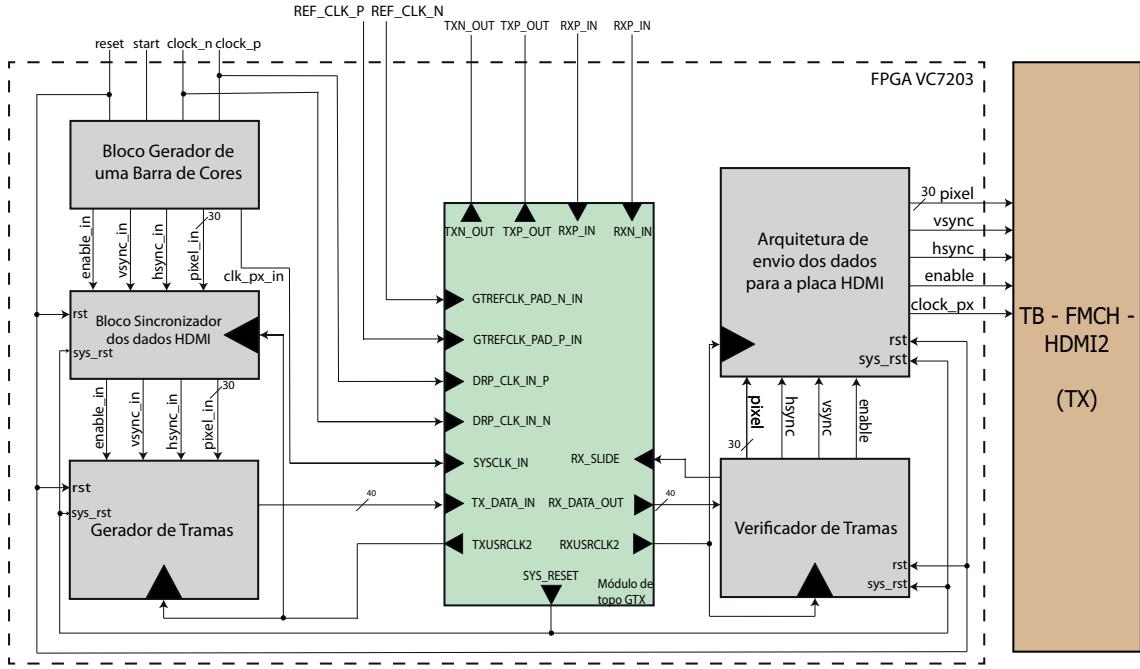


Figura 5.10: Diagrama de blocos da arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA

Tabela 5.2: Localizações físicas das portas de entrada e saída da arquitetura desenvolvida

	Sinal	LOC na FPGA	Banco na FPGA
Entrada	clk_p	E19	38
Entrada	clk_n	E18	38
Entrada	reset	N41	19
Entrada	start	E42	19
Entrada	REF_CLK_P	AF8	114
Entrada	REF_CLK_N	AF7	114
Entrada	RXP_IN	AG6	114
Entrada	RXN_IN	AG5	114
Saída	TXN_OUT	AK3	114
Saída	TXP_OUT	AK4	114
Saída	clk_px	E34	35
Saída	enable	K35	34
Saída	hsync	M32	34
Saída	vsync	L31	34
Saída	pixel[0] a pixel [29]	Ver Anexo	34 e 35

módulo disponível nesta FPGA Virtex-7 com o nome de "SuperClock2-Module". Consequentemente, antes da FPGA ser programada com a arquitetura desenvolvida, este módulo deve ser re-programado para a frequência desejada de 148,5 MHz. Para testar a arquitetura utilizou-se o *setup* que se pode visualizar na figura 5.11.

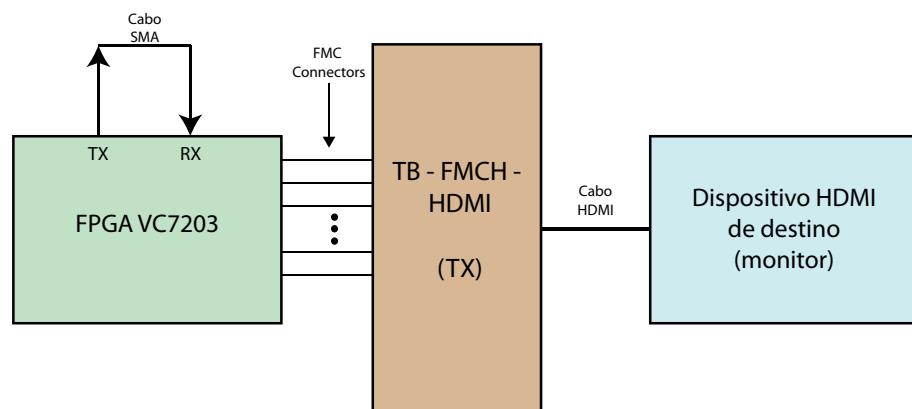


Figura 5.11: *Setup* de teste da arquitetura de transmissão de dados em série da barra de cores gerada na FPGA

Os resultados obtidos foram os esperados: a transmissão em série foi bem sucedida e visualizou-se uma barra de cores no monitor. Para além disto, quando se desconectam os cabos SMA, a ligação perde-se e quando se voltam a conectar, a mesma é recuperada, o que vem validar a máquina de estados desenvolvida.

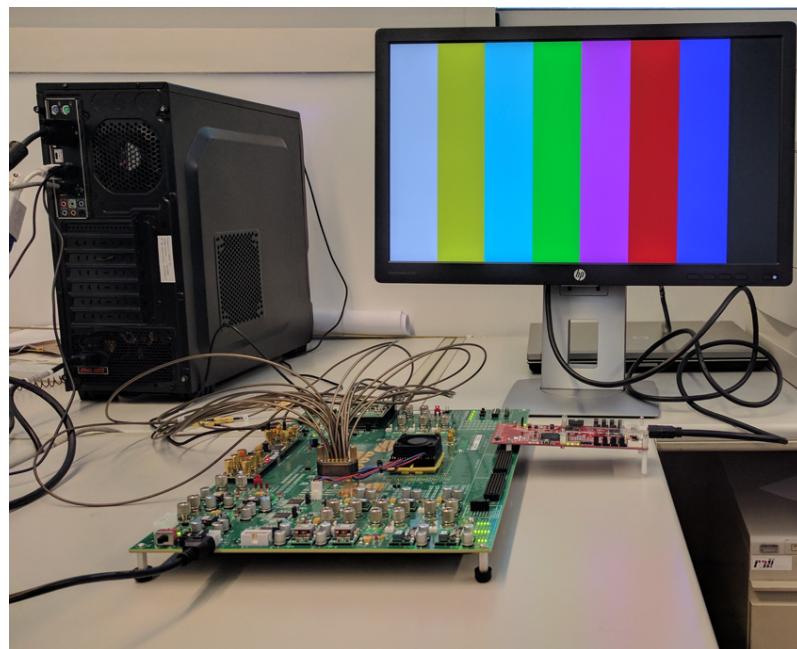


Figura 5.12: Resultados obtidos da transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA

5.1.2 Transmissão de imagem em série entre dispositivos HDMI

Nesta subsecção é apresentada uma arquitetura de transmissão de imagem em série entre dispositivos HDMI. São detalhadas todas as fases de desenvolvimento da arquitetura, todas as decisões tomadas e ainda os resultados obtidos. Esta arquitetura é semelhante à apresentada na subsecção 5.1.1 e por isso muitos dos blocos usados são idênticos aos anteriormente apresentados.

5.1.2.1 Considerações sobre a arquitetura

A arquitetura desenvolvida gera uma barra de cores em *FULL HD* na FPGA, tal como anteriormente, e ao mesmo tempo recebe os dados provenientes da placa HDMI recetora. Tal como se visualiza na figura 5.13, os dados a ser transmitidos vão depender do valor de "start". Este sinal define a seleção do multiplexador que se visualiza na figura: se estiver ativo seleciona os dados provenientes do módulo gerador da barra de cores, se estiver inativo os dados selecionados pelo multiplexador são os dados provenientes da placa HDMI recetora.

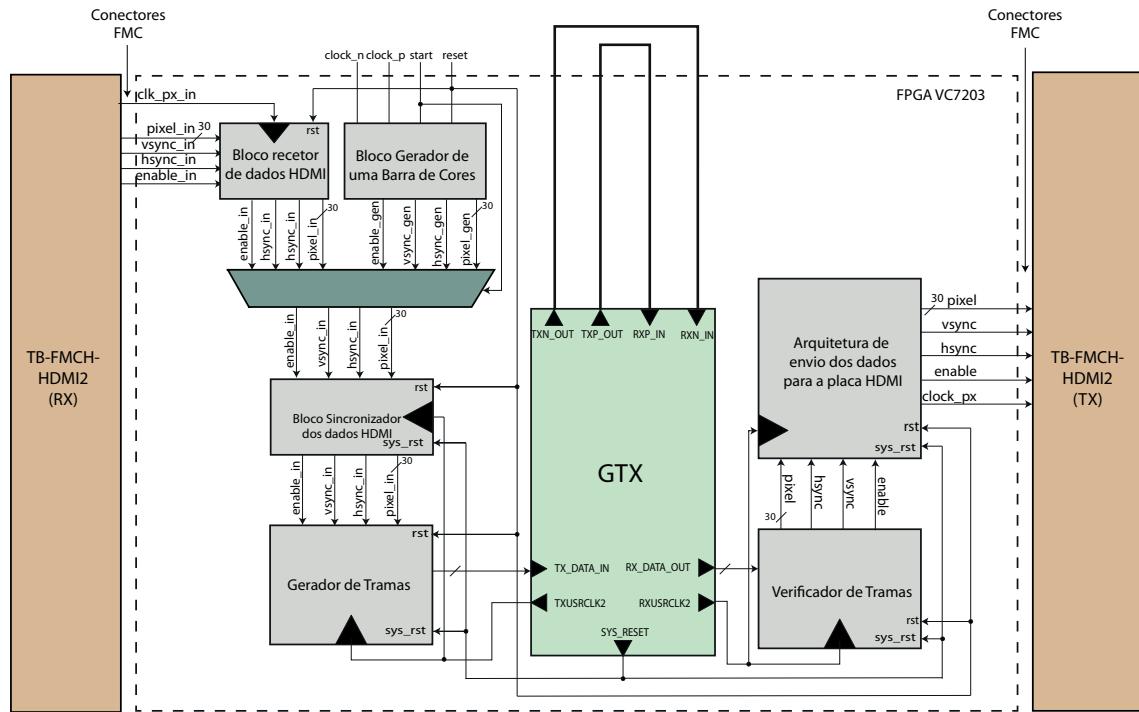


Figura 5.13: Diagrama geral da arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI

5.1.2.2 Conceção e Desenvolvimento

Através da visualização do diagrama blocos simplificado apresentado na figura 5.13 é possível concluir que o único sub-módulo adicionado é o bloco recetor de dados HDMI.

Todos os outros sub-módulos são exatamente iguais ao da arquitetura anterior, estando detalhados na subsecção 5.1.1. Assim sendo, apenas será apresentado nesta subsecção esse mesmo bloco.

Bloco Recetor de dados HDMI

O bloco recetor de dados HDMI recebe os dados provenientes da placa recetora e guarda-os em registos síncronos com o flanco positivo do sinal de relógio proveniente da mesma. O diagrama de blocos deste módulo visualiza-se na figura 5.14.

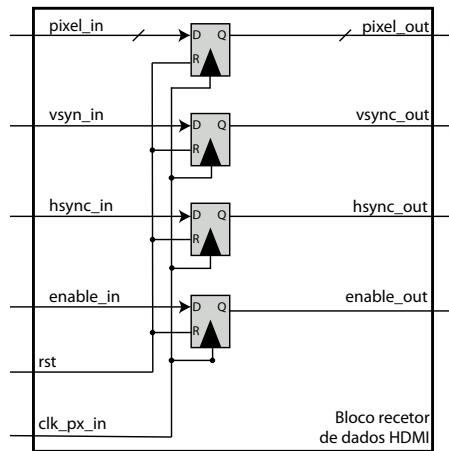


Figura 5.14: Bloco Recetor de dados HDMI

É de relembrar que existem dois domínios de relógio principais quando se faz a transmissão de dados entre a placa HDMI recetora para o transcetor GTX: o sinal de relógio proveniente da placa HDMI e o sinal de relógio proveniente do transcetor. Apesar de já existir um bloco responsável pela sincronização de dados do domínio do sinal de relógio TXUSRCLK2, o autor de [19] recomenda que também haja sincronização do lado do domínio que envia os dados. Apesar de as saídas da placa HDMI serem amostradas a uma determinada cadência, segundo os manuais das mesmas ([7], [25] e [28]), pode existir algum desfasamento de dados que possa vir a provocar meta-estabilidade. Assim sendo, optou-se por criar este bloco.

Localizações das portas de saída do módulo de topo

Na figura 5.15 encontra-se o diagrama de blocos da arquitetura desenvolvida para a transmissão de imagem em série entre dispositivos HDMI. A mesma ilustra os blocos desenvolvidos para a sua conceção referindo as principais portas de entrada e saída.

As localizações físicas das portas de entrada e saída do bloco encontram-se detalhadas na tabela 5.3. Como se pode observar, existem algumas portas que não estão representadas na figura para simplificá-la. Essas portas são provenientes do módulo verificador de tramas

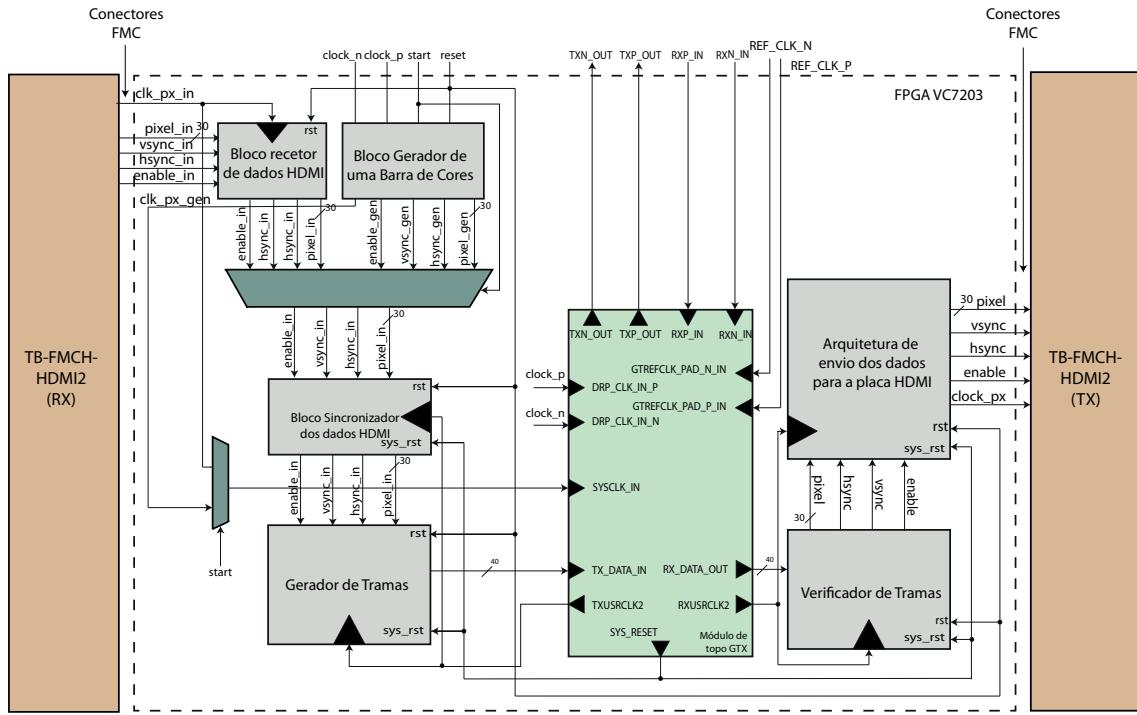


Figura 5.15: Diagrama de blocos da arquitetura de transmissão de imagem em série

e a sua principal função é manter o utilizador a par dos estados da transmissão do lado do receptor. As mesmas são referidas na tabela com os nomes de "begin_state", "SOP_detected", "track_data", "data_error_detected", "idle_slip", "wait_state" e "align" e correspondem aos diferentes estados da máquina apresentada na secção 5.1.1.3 na página 79.

As portas que estão diretamente ligadas às placas HDMI (tanto à de transmissão como à de receção) encontram-se pouco detalhadas nesta tabela. No entanto, na secção C.2 do anexo C é possível encontrar as mesmas com mais detalhe, tanto do lado da FPGA como do lado das placas HDMI.

O conteúdo do ficheiro de restrições físicas encontra-se nas secções D.2, D.1 e D.10 do anexo D. Na secção D.2 encontram-se as restrições físicas referentes às portas de entrada que se conectam à placa HDMI recetora. Na secção D.1 referentes às portas de saída da arquitetura que se conectam à placa HDMI transmissora. Por fim, na secção D.10 encontram-se as restrições físicas das restantes portas desta arquitetura. O conteúdo referente às restrições temporais da mesma encontram-se na secção D.11 do anexo D.

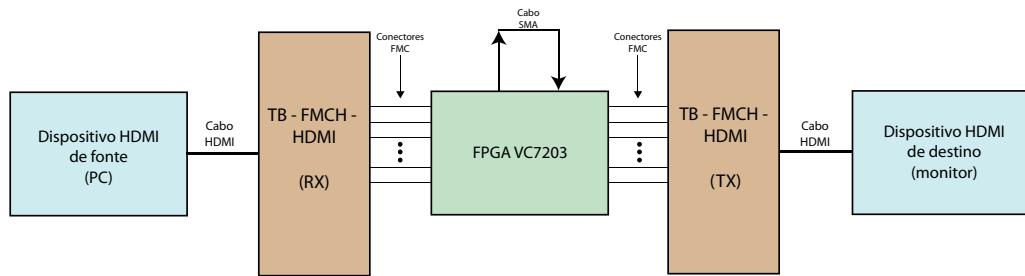
5.1.2.3 Resultados

A arquitetura desenvolvida foi devidamente sintetizada e implementada na FPGA, e para se proceder ao teste da mesma utilizou-se o *setup* que se visualiza na figura 5.16. Conectam-se os dispositivo HDMI de fonte e de destino às placas HDMI, que por sua

Tabela 5.3: Localizações físicas das portas de entrada e saída da arquitetura

	Sinal	LOC na FPGA	Banco na FPGA
Entrada	clk_p	E19	38
Entrada	clk_n	E18	38
Entrada	reset	N41	19
Entrada	start	E42	19
Entrada	REF_CLK_P	AF8	114
Entrada	REF_CLK_N	AF7	114
Entrada	RXP_IN	AG6	114
Entrada	RXN_IN	AG5	114
Entrada	clk_px_in	AJ32	14
Entrada	enable_in	AN38	15
Entrada	hsync_in	AU39	15
Entrada	vsync_in	AU38	15
Entrada	pixel_in [0] a pixel_in [29]	Ver Anexo	14 e 15
Saída	TXN_OUT	AK3	114
Saída	TXP_OUT	AK4	114
Saída	begin_state	M38	19
Saída	SOP_detected	R42	19
Saída	track_data	P42	19
Saída	data_error_detected	N38	19
Saída	idle_slip	M39	19
Saída	wait_state	R40	19
Saída	align	P40	19
Saída	clk_px	E34	35
Saída	enable	K35	34
Saída	hsync	M32	34
Saída	vsync	L31	34
Saída	pixel[0] a pixel [29]	Ver Anexo	34 e 35

vez estão conectados à FPGA que permite fazer a transmissão em série de imagem entre ambos.

Figura 5.16: *Setup* de teste para a arquitetura de transmissão em série entre dispositivos HDMI

Obteve-se uma transmissão em série como pretendido entre ambos os dispositivos, mas surgiu um problema. Apesar de nas diversas simulações realizadas (funcional, pós-síntese

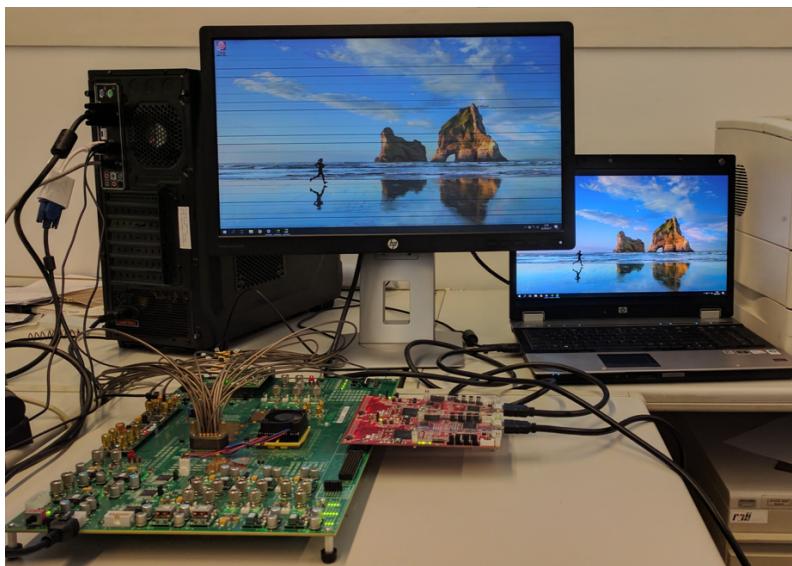


Figura 5.17: Resultado obtido da arquitetura de transmissão em série entre dispositivos HDMI

e pós-implementação) a arquitetura ter sido validada, quando se implementa a mesma na FPGA ocorre um problema de visualização da imagem no dispositivo de destino: são apresentadas umas ligeiras riscas pretas horizontais. O resultado está apresentado na figura 5.17.

O problema foi diagnosticado recorrendo-se à utilização de um *IP* da Xilinx, designado por ILA (*Integrated Logic Analyzer*), que permite monitorizar os sinais internos da FPGA através das suas diversas características tendo como base de tempo o sinal de relógio de referência do mesmo. O problema não se deve à transmissão em série, mas sim a uma falha sincronização entre registos antes de se realizar a mesma.

Na figura 5.18 é possível visualizar um gráfico retirado da análise dos sinais internos da FPGA. De notar que a base de tempo é o sinal de relógio de referência, que para este caso foi TXUSRCLK2 (proveniente do GTX), e por isso uma unidade na figura representa um ciclo de relógio do mesmo. Neste gráfico estão a ser analisadas as transições dos dados

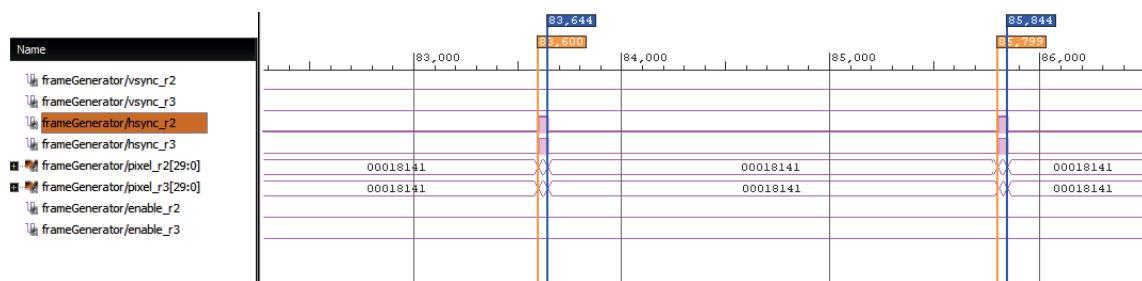


Figura 5.18: Gráfico da análise do comportamento dos sinais internos da FPGA

do sub-módulo do sistema "Bloco Recetor de dados HDMI" para o "Bloco Sincronizador dos dados HDMI". Os sinais "*hsync_r2*" e "*hsync_r3*" no gráfico correspondem aos dois registos de sincronização do bloco "Sincronizador dos dados HDMI" ilustrado na figura 5.2.

O que está a causar o problema, através da análise feita, é a falha num ciclo de relógio de uma linha inteira. Ou seja, na primeira transição que se vê no sinal *hsync_r2* o seu comportamento é como esperado: tem um tempo de duração de 44 ciclos de relógio e encontra-se no início da transmissão de uma linha completa. No entanto, na segunda transição do mesmo o seu comportamento não é o esperado: tem um tempo de duração de 45 ciclos de relógio e fica ativo um ciclo de relógio antes do início da linha. Relembrando que uma linha completa tem 2200 ciclos de relógio, a diferença entre a primeira transição de 0 para 1 do sinal em questão para a segunda é de 2199 ciclos de relógio.

Este problema acaba por acontecer em várias linhas causando uma falha na sincronização horizontal da imagem, o que provoca as ligeiras riscas pretas que se visualizam na imagem recebida.

Assim, conclui-se que apesar da transmissão em série estar a operar como esperado, o processo de transmissão de dados não é robusto. Os sinais são transmitidos diretamente e apesar de ter havido precauções quanto ao sincronismo entre os domínios de relógio, existiu uma falha de sincronismo.

Em suma, o trabalho desenvolvido até agora relativamente à transmissão de dados em série está validado. Contudo esta arquitetura apresenta um ligeiro problema, cuja solução passa por controlar a transmissão dos dados de sincronismo da imagem de uma maneira diferente.

A criação de pacotes com tramas definidas para todos os momentos da transmissão é uma das soluções para o problema.

5.1.3 Análise dos recursos utilizados por cada uma das arquiteturas

Nesta subsecção são apresentadas comparações relativamente aos recursos utilizados na FPGA por cada uma das arquiteturas. Por questões de simplificação definiu-se:

- **Arquitetura D:** Arquitetura transmissora de uma barra de cores em série para o dispositivo final HDMI;
- **Arquitetura E:** Arquitetura transmissora de imagem em série entre dispositivos HDMI;

Na tabela 5.4 são apresentados a utilização de recursos de cada uma das arquiteturas, sendo que estes dados foram retirados do *software* após implementação de ambas as arquiteturas.

Globalmente, a arquitetura E utiliza mais recursos do que a D devido ao facto de suportar a recepção de dados provenientes da placa HDMI recetora (aumentando o número

Tabela 5.4: Recursos utilizados pelas arquiteturas desenvolvidas de transmissão em série

Recurso	Arquitetura D		Arquitetura E	
	Utilização	%	Utilização	%
FF	566	0,09	710	0,12
LUT	486	0,16	590	0,19
I/O	44	6,29	78	11,14
GT	1	2,86	1	2,86

de entradas e saída utilizadas), e também de utilizar mais um bloco (o que aumenta o número de utilização de FF e LUT). Ambas utilizam apenas um GT (*Gigabit Transceiver*), tal como esperado, havendo ainda a possibilidade de aumentar essa utilização caso se pretenda.

Num ponto de vista geral, a utilização de recursos não se torna preocupante nesta FPGA, havendo ainda muitos recursos disponíveis caso se pretenda abordar estas arquiteturas de maneira diferente.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo são apresentadas as considerações finais sobre o projeto desenvolvido tendo em conta a qualidade dos resultados obtidos e também as principais dificuldades encontradas. Por fim, são apresentadas algumas propostas de trabalho futuro que visa melhorar o já desenvolvido.

6.1 Considerações Finais

Qualidade dos resultados obtidos

O projeto desenvolvido passou por duas principais fases, e por isso foram obtidos os resultados que são de seguida apresentados.

O objetivo principal da primeira parte do projeto é explorar as diferentes configurações das placas HDMI e conseguir obter resultados que venham a ser aplicados na segunda fase do mesmo. Como tal, os resultados obtidos nesta fase foram ao encontro dos objetivos definidos, uma vez que foi possível explorar as diferentes configurações das placas e entender como se procede às suas reconfigurações. Foram desenvolvidas e validadas diversas arquiteturas para diferentes configurações das placas HDMI que devido às suas características vieram facilitar a segunda fase do projeto.

Relativamente à transmissão de dados em série, que é a segunda fase do projeto desenvolvido, também se conclui que o seu desenvolvimento veio ao encontro dos objetivos definidos para essa mesma fase. A transmissão em série de dados foi obtida com sucesso através do desenvolvimento de uma arquitetura que, em conjunto com o módulo GTX, é capaz de enviar dados e recebê-los corretamente.

Numa perspectiva geral do projeto, os objetivos foram cumpridos: a transmissão em série de dados entre dois dispositivos HDMI foi conseguida, ainda que possa vir a ser melhorada.

Principais dificuldades encontradas

Durante o desenvolvimento do projeto foram encontradas várias dificuldades em diferentes fases do mesmo que passam de seguida a ser expostas.

Do ponto de vista da primeira fase do projeto, as principais dificuldade encontradas foram a familiarização com as placas HDMI: perceber claramente o funcionamento das suas diferentes configurações e ainda o processo que se toma para a sua reconfiguração. Apesar de existirem manuais sobre as placas, nem todos os detalhes do funcionamento das mesmas são bem explícitos. Relativamente ao processo de reconfiguração das placas, não foi esta a principal dificuldade encontrada nesta fase, mas foi algo que demorou a ser bem entendido e que deve ficar documentado para trabalho futuro.

Relativamente à fase do projeto cujo objetivo é a utilização dos transcectores disponibilizados na placa FPGA VC7203 para transmissão de dados em série, foram encontradas diversas dificuldades. Isto porque o módulo GTX disponibilizado pela *Xilinx* é muito completo, mas ao mesmo tempo também muito complexo levando a que a curva de aprendizagem relativamente a estes transcectores não seja linear. Apesar de existir diversa documentação relativamente a este tópico, existem certas conclusões que só se obtêm através da experimentação dos transcectores em simulação, o que leva a muito tempo empregue para perceber as suas características e o seu funcionamento num geral.

Numa perspectiva geral do projeto, as principais dificuldades encontradas relacionam-se com os tempos de simulação, síntese e implementação das arquiteturas desenvolvidas. Todas estas foram simuladas entre cada uma das etapas até a programação final da FPGA. Para além disso houve ainda a necessidade de, em algumas arquiteturas, recorrer-se ao IP da *Xilinx* que permite analisar os sinais internos da FPGA o que aumentava consideravelmente todos estes tempos mencionados anteriormente.

6.2 Trabalho futuro

Todo o trabalho realizado teve como motivação a sua inclusão no projeto *iBrow* no sentido de testar os transcectores desenvolvidos pelo mesmo. Consequentemente, para que tal inclusão seja realizada é necessário fazer algumas melhorias do trabalho desenvolvido, que passam de seguida a ser enumeradas:

- **Protocolo de comunicação mais robusto:** Como já mencionado, neste projeto, optou-se por abordar a serialização de uma forma direta sem criar um protocolo de comunicação robusto. Assim sendo, o recurso a este procedimento vem melhorar o processo de transmissão de dados em série colmatando algumas falhas.
- **Implementação de códigos detetores de erros:** Com a inserção do sinal em canais ruidosos é expectável que os sinais sejam alterados. O recurso à implementação de códigos detetores de erros vai permitir que tais alterações dos dados sejam

detetadas evitando assim que dados errados sejam transmitidos para o final da cadeia de transmissão.

Outros aspectos que podem ser explorados, como trabalho futuro, é a transmissão dos dados de som em série, visto que já foi possível obter essa mesma transmissão de uma forma direta e a utilização da interface DRP do GTX para que haja suporte de diferentes resoluções de imagem.

Bibliografia

- [1] Wikipedia Contributors, “HDMI,” 2016.
- [2] S. Koenig, D. Lopez-Diaz, J. Antes, F. Boes, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass, “Wireless sub-THz communication system with high data rate enabled by RF photonics and active MMIC technology,” *2014 IEEE Photonics Conference, IPC 2014*, vol. 7, no. December 2013, pp. 414–415, 2014.
- [3] J. Federici and L. Moeller, “Review of terahertz and subterahertz wireless communications,” *Journal of Applied Physics*, vol. 107, no. 11, 2010.
- [4] Wikipedia Contributors, “HDMI,” 2016.
- [5] Xilinx and Inc, *VC7203 Virtex-7 FPGA GTX Transceiver Characterization Board User Guide*, 1.3 ed., outubro 2014.
- [6] R. Seelam, “I/O Design Flexibility with the FPGA Mezzanine Card (FMC),” Tech. Rep. WP315, Xilinx, agosto 2009.
- [7] Inrevium, *Manual do Utilizador de TB-FMCH-HDMI2 Hardware*, 1.04 ed., agosto 2014.
- [8] Analog Devices, *ADV7612 Reference Manual*, C ed., 2016.
- [9] Analog Devices, *ADV7511 Programming Guide*, G ed., março 2012.
- [10] *ADV7511 Hardware user’s guide*. D ed., julho 2011.
- [11] A. Athavale and C. Christensen, *High-Speed Serial I/O Made Simple*. Xilinx, 1.0 ed., 2005.
- [12] D. Chen, “SerDes Transceivers for High-speed Serial Communications,”
- [13] Xilinx and Inc, *7 Series FPGAs GTX/GTH Transceivers User Guide*, 1.12 ed., dezembro 2016.
- [14] “The Shift Register.” Electronics Tutorials.

- [15] P. Moreira, J. Christiansen, A. Marchioro, E. V. D. Bij, K. Kloukinas, M. Campbell, G. Cervelli, and C.-e. Mic, “A 1 . 25Gbit / s Serializer for LHC Data and Trigger Optical Links,”
- [16] Instruments, Texas, *LVDS Owner's Manual*, 4 ed., 2008.
- [17] R. Williams, “A Painless Guide To CRC Error Detection Algorithms,” *Rocksoft Pty Ltd.*, p. 34, 1993.
- [18] H. Fu, “Xilinx WP431 Leveraging 7 Series FPGA Transceivers for High-Speed Serial I/O Connectivity,” Tech. Rep. WP431, Xilinx and Inc, março 2013.
- [19] C. E. Cummings, “Clock Domain Crossing (CDC) Design & Verification Techniques Using SystemVerilog,” *Snug-2008*, 2008.
- [20] “Understanding Metastability in FPGAs,” Tech. Rep. WP-01082, Altera, julho 2009.
- [21] Analog Devices, *Data Sheet ADV7612*, E ed., 2014.
- [22] Analog Devices, *Data Sheet ADV7511*, 2010.
- [23] Xilinx, *Platform Flash In-System Programmable Configuration PROMs*, 2.19 ed., junho 2016.
- [24] Xilinx, *Xilinx Platform Cable USB II*.
- [25] Inrevium, *TB-FMCH-HDMI2 Hardware User Manual 1 IN / OUT + Audio support*, 1.05 ed., agosto 2014.
- [26] Philips Semiconductors, *I2S bus specification*, junho 1996.
- [27] Xilinx, *7 series FPGAs Transceivers Wizard*, 3.4 ed., outubro 2014.
- [28] Inrevium, *TB-FMCH-HDMI2 Hardware User Manual 2 Ch IN / OUT support*, 1.04 ed., fevereiro 2015.

Anexo A

Descrição das portas das placas HDMI

Este anexo aborda detalhadamente as conexões que as placas HDMI têm disponíveis para conexão com a FPGA consoante a configuração das mesmas. São apresentados todos os pinos que transmitem dados, qual o nome da ligação desses pinos nas placas HDMI e ainda a descrição dos sinais.

A.1 Configuração por omissão

Esta secção apresenta todas as portas das placas HDMI configuradas por omissão (tanto recetora como transmissora) que transmitem dados que são utilizados no projeto na tabela ???. De mencionar que esta configuração suporta dois canais (0 e 1), no entanto apenas são apresentadas as portas relativas ao canal 0 pois é o único utilizado no projeto.

A.2 Suporte de um canal de imagem e áudio

Nesta secção são apresentadas todas as portas das placas HDMI configuradas para terem suporte de imagem e áudio num canal que enviam dados para a FPGA utilizados no projeto na tabela ???. São apresentados os nomes das portas nas placas, os nomes dos sinais tanto do lado do recetor como do transmissor e a sua descrição.

A.3 Suporte de dois canais de imagem melhorado

Nesta secção são apresentados os dados enviados pelas placas HDMI configuradas para a versão de suporte de imagem em dois canais melhorada. Para cada porta são apresentados os nomes dos sinais tanto na placa transmissora como recetora e também é descrito o seu funcionamento. De notar que esta configuração suporta dois canais, mas na tabela ??

apenas é apresentado o canal 0, visto que o canal 1 não é utilizado.

Anexo B

Configurações dos interruptores das placas HDMI

Este anexo contempla as diversas configurações possíveis dos interruptores presentes nas placas HDMI para as diferentes configurações das mesmas.

B.1 Configuração por omissão

Quando as placas estão configuradas de fábrica relembra-se que as imagens transmitidas correspondem ao formato RGB de 30 bits (10 bits por cor). Deste modo, a indicação que vem em [7] sobre as funções dos interruptores da placa HDMI recetora é muito pouca. Apenas é indicado que quando esta configuração está ativa os interruptores se devem encontrar tal como especifica a tabela B.1 na página 103, adaptada de [7].

Interruptor	Estado
S1-1	ON
S1-2	ON
S1-3	ON
S1-4	ON
S1-5	Não usado
S1-6	Não usado
S1-7	Não usado
S1-8	ON

Tabela B.1: Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada de fábrica

Relativamente à placa HDMI transmissora é sabido que lhe chegam imagens no formato RGB de 10 bits. Todavia é possível configurar o integrado ADV7511 de tal forma que na

sua saída o número de bits não seja limitado a 10. Para tal é necessário configurar os interruptores da forma que a tabela B.2 indica, adaptada de [7].

Interruptor	Estado		
S1-1	OFF	ON	ON
S1-2	ON	ON	OFF
S1-3	ON	OFF	ON
S1-4	ON	ON	ON
<i>Output</i>	8 bits	10 bits	12 bits
S1-5	Não usado		
S1-6	Não usado		
S1-7	Não usado		
S1-8	Não usado		

Tabela B.2: Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada de fábrica

B.2 Suporte de um canal de imagem e áudio

Quando se configuram as placas HDMI de forma a obter-se o suporte de imagem e som o formato da imagem transmitida também não é limitado ao RGB. Desta maneira, a tabela B.3 indica como se devem configurar os interruptores de forma a obter-se na saída do ADV7612 as diversas possibilidades relativamente ao formato da imagem e foi adaptada de [25].

Interruptor	Estado					
S1-1	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON
S1-2	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF
S1-3	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
S1-4	ON	ON	ON	ON	ON	ON
Formato output	YCbCr 444/422	YCbCr 444/422	YCbCr 444/422	RGB	RGB	RGB
Número de bits de output	8 bits	10 bits	12 bits	8 bits	10 bits	12 bits
S1-5	ON					
S1-6	ON					
S1-7	ON					
S1-8	ON					

Tabela B.3: Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada para um canal e suporte de áudio

À semelhança da placa recetora para esta configuração também é possível configurar o ADV7511 para se obter na sua saída diversos formatos de imagem. A tabela B.4 apresentada na página 105 indica essas mesmas combinações e foi adaptada de [25].

Interruptor		Estado							
S1-1	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON
S1-2	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF
S1-3	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
S1-4	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
Formato de output	YCbCr	YCbCr	YCbCr	YCbCr	YCbCr	YCbCr	RGB	RGB	RGB
Número de bits de output	444	444	444	422	422	422			
S1-5	8 bits	10 bits	12 bits	8 bits	10 bits	12 bits	8 bits	10 bits	12 bits
S1-6	OFF								
S1-7	Não usado								
S1-8	Não usado								
	ON								

Tabela B.4: Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada para um canal e suporte de áudio

B.3 Suporte de dois canais de imagem melhorado

Quando se reconfigura as placas para suportarem a versão de transmissão de dois canais melhorada é necessário ter em conta que existe um canal (canal 0) que tem a possibilidade de transmitir imagens tanto no formato YCbCr como RGB, porém o canal 1 apenas o faz no formato RGB. Na tabela B.5 da página 105 são apresentadas as configurações dos interruptores que configuram o ADV7612 de forma a enviar diferentes formatos, esta tabela foi adaptada [28].

Interruptor		Estado			
S1-1	ON	OFF	ON	OFF	ON
S1-2	ON	ON	ON	ON	ON
S1-3	ON	ON	OFF	OFF	OFF
S1-4	ON	ON	ON	ON	ON
Formato output	YCbCr	444/422	YCbCr	444/422	RGB
Número de bits de output	8 bits	10 bits	8 bits	10 bits	RGB
S1-5	ON				
S1-6	ON				
S1-7	ON				
S1-8	ON				

Tabela B.5: Configuração dos interruptores da placa HDMI RX configurada para dois canais melhorados

Relativamente à placa HDMI transmissora, ambos os canais são capazes de suportar imagens em formato RGB ou YCbCr. A tabela B.6 da página 106 apresenta as combinações dos interruptores para se poder obter os diversos formatos na saída do ADV7511.

Interruptor	Estado					
S1-1	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
S1-2	ON	ON	ON	ON	ON	ON
S1-3	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
S1-4	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF
Formato output	YCbCr 444	YCbCr 444	YCbCr 422	YCbCr 422	RGB	RGB
Número de bits de output	8 bits	10 bits	8 bits	10 bits	8 bits	10 bits
S1-5	OFF					
S1-6	Não usado					
S1-7	Não usado					
S1-8	ON					

Tabela B.6: Configuração dos interruptores da placa HDMI TX configurada para dois canais melhorados

Anexo C

Localizações das portas conectadas às placas HDMI

Este anexo aborda todos os detalhes relativamente às arquiteturas que se conectam às placas HDMI. São detalhadas para as várias arquiteturas desenvolvidas as suas conexões, tendo em conta que para algumas arquiteturas estas variam bastante, mas para outras as conexões são semelhantes.

C.1 Transmissão de uma imagem gerada na FPGA

Esta secção contempla as ligações entre a arquitetura desenvolvida com a placa HDMI transmissora. Nesta arquitetura apenas se transmite uma imagem gerada pela a FPGA e por isso todas as suas conexões com a placa transmissora são de saída, tal como ilustra a tabela ??.

Esta tabela detalha todas as localizações físicas na FPGA de todas as portas de saída bem como a que banco de entradas/saídas pertencem. Para além disso, é também indicado o nome que essas mesmas saídas têm na placa HDMI transmissora.

C.2 Transmissão de uma imagem entre dispositivos HDMI

Nesta secção são detalhadas todas as portas de entrada e saída da arquitetura desenvolvida de transmissão de imagem entre dois dispositivos HDMI que se conectam às placas HDMI. A tabela ?? apresenta todas as portas de entrada da arquitetura que estão conectadas à placa HDMI recetora. Indica as suas localizações físicas na FPGA, ao banco de entradas/saídas a que essas pertencem e ainda o nome que essas ligações correspondem na placa HDMI recetora. A tabela ??, apresentada neste mesmo anexo, representa as portas de saída desta arquitetura que se conectam à placa HDMI transmissora detalhando toda a informação relativa às mesmas.

C.3 Transmissão de imagem e som entre dispositivos HDMI

Nesta secção são apresentadas todas as portas de entrada e saída da arquitetura que permite a transmissão de imagem e som entre dispositivos HDMI. Na tabela ?? são apresentadas algumas portas de entrada desta arquitetura que correspondem aos bits do sinal de píxel entre 0 e 29, o seu sinal de relógio e ainda os sinais de controlo referentes à imagem. As restantes portas de entrada desta arquitetura são apresentadas na tabela ?? que correspondem essencialmente aos bits do sinal de pixel entre 30 e 35, os sinais relativos ao som (*sclk*, *lrclock* e dados de som) e ainda os dois bits relativos à informação do vídeo que é transmitido.

Algumas das saídas desta mesma arquitetura são apresentadas nas tabelas ?? que correspondem aos bits do sinal de píxel entre 0 e 29, o seu sinal de relógio e ainda os sinais de controlo da imagem (*vsync*, *hsync* e *enable*). Os restantes sinais de saída da arquitetura que se conectam à placa HDMI transmissora são apresentados na tabela ?? e correspondem aos bits do sinal de píxel entre 30 e 35, os sinais referentes ao som e ainda os dois bits relativos à informação do vídeo transmitido.

Todas as tabelas aqui mencionadas apresentam as localizações físicas na FPGA de cada porta, o banco de entradas/saídas a que pertencem e ainda os nomes correspondentes de cada sinal nas placas HDMI (tanto transmissora como recetora).

Anexo D

Ficheiros de restrições

D.1 Restrições Físicas relativas às portas de saída das arquiteturas que se conectam à placa HDMI transmissora

```
set_property PACKAGE_PIN E34 [get_ports clk_px]
set_property PACKAGE_PIN K35 [get_ports enable]
set_property PACKAGE_PIN M32 [get_ports hsync]
set_property PACKAGE_PIN L31 [get_ports vsync]
set_property PACKAGE_PIN J32 [get_ports pixel[0]]
set_property PACKAGE_PIN K33 [get_ports pixel[1]]
set_property PACKAGE_PIN L34 [get_ports pixel[2]]
set_property PACKAGE_PIN M33 [get_ports pixel[3]]
set_property PACKAGE_PIN H34 [get_ports pixel[4]]
set_property PACKAGE_PIN K29 [get_ports pixel[5]]
set_property PACKAGE_PIN J30 [get_ports pixel[6]]
set_property PACKAGE_PIN L29 [get_ports pixel[7]]
set_property PACKAGE_PIN J31 [get_ports pixel[8]]
set_property PACKAGE_PIN M28 [get_ports pixel[9]]
set_property PACKAGE_PIN R28 [get_ports pixel[10]]
set_property PACKAGE_PIN N28 [get_ports pixel[11]]
set_property PACKAGE_PIN R30 [get_ports pixel[12]]
set_property PACKAGE_PIN U31 [get_ports pixel[13]]
set_property PACKAGE_PIN C35 [get_ports pixel[14]]
set_property PACKAGE_PIN D35 [get_ports pixel[15]]
set_property PACKAGE_PIN B36 [get_ports pixel[16]]
set_property PACKAGE_PIN B34 [get_ports pixel[17]]
set_property PACKAGE_PIN B39 [get_ports pixel[18]]
set_property PACKAGE_PIN A35 [get_ports pixel[19]]
set_property PACKAGE_PIN C38 [get_ports pixel[20]]
set_property PACKAGE_PIN B37 [get_ports pixel[21]]
set_property PACKAGE_PIN E32 [get_ports pixel[22]]
set_property PACKAGE_PIN B32 [get_ports pixel[23]]
```

```

set_property PACKAGE_PIN E33 [get_ports pixel[24]]
set_property PACKAGE_PIN C33 [get_ports pixel[25]]
set_property PACKAGE_PIN G32 [get_ports pixel[26]]
set_property PACKAGE_PIN F36 [get_ports pixel[27]]
set_property PACKAGE_PIN F34 [get_ports pixel[28]]
set_property PACKAGE_PIN H33 [get_ports pixel[29]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports clk_px]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports enable]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports vsync]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports hsync]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel[0]]
...
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel[29]]

```

D.2 Restrições Físicas relativas às portas de entrada das arquiteturas que se conectam à placa HDMI recetora

```

set_property PACKAGE_PIN AJ32 [get_ports clk_px_in]
set_property PACKAGE_PIN AN38 [get_ports enable_in]
set_property PACKAGE_PIN AU38 [get_ports vsync_in]
set_property PACKAGE_PIN AU39 [get_ports hsync_in]
set_property PACKAGE_PIN AM41 [get_ports pixel_in[0]]
set_property PACKAGE_PIN AR38 [get_ports pixel_in[1]]
set_property PACKAGE_PIN AN40 [get_ports pixel_in[2]]
set_property PACKAGE_PIN AR37 [get_ports pixel_in[3]]
set_property PACKAGE_PIN AM39 [get_ports pixel_in[4]]
set_property PACKAGE_PIN AP40 [get_ports pixel_in[5]]
set_property PACKAGE_PIN AP41 [get_ports pixel_in[6]]
set_property PACKAGE_PIN AT39 [get_ports pixel_in[7]]
set_property PACKAGE_PIN AR42 [get_ports pixel_in[8]]
set_property PACKAGE_PIN AW37 [get_ports pixel_in[9]]
set_property PACKAGE_PIN BA37 [get_ports pixel_in[10]]
set_property PACKAGE_PIN AW38 [get_ports pixel_in[11]]
set_property PACKAGE_PIN BB38 [get_ports pixel_in[12]]
set_property PACKAGE_PIN BA39 [get_ports pixel_in[13]]
set_property PACKAGE_PIN AK34 [get_ports pixel_in[14]]
set_property PACKAGE_PIN AJ33 [get_ports pixel_in[15]]
set_property PACKAGE_PIN AM36 [get_ports pixel_in[16]]
set_property PACKAGE_PIN AJ36 [get_ports pixel_in[17]]
set_property PACKAGE_PIN AP36 [get_ports pixel_in[18]]
set_property PACKAGE_PIN AK37 [get_ports pixel_in[19]]
set_property PACKAGE_PIN AN35 [get_ports pixel_in[20]]
set_property PACKAGE_PIN AL36 [get_ports pixel_in[21]]
set_property PACKAGE_PIN AG33 [get_ports pixel_in[22]]

```

```
set_property PACKAGE_PIN AK35 [get_ports pixel_in[23]]
set_property PACKAGE_PIN AH31 [get_ports pixel_in[24]]
set_property PACKAGE_PIN AH34 [get_ports pixel_in[25]]
set_property PACKAGE_PIN AM34 [get_ports pixel_in[26]]
set_property PACKAGE_PIN AM31 [get_ports pixel_in[27]]
set_property PACKAGE_PIN AM33 [get_ports pixel_in[28]]
set_property PACKAGE_PIN AL29 [get_ports pixel_in[29]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports clk_px_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports enable_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports vsync_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports hsync_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel_in[0]]
...
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel_in[29]]
```

D.3 Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite uma imagem gerada na FPGA

```
set_property PACKAGE_PIN E18 [get_ports clk_n]
set_property PACKAGE_PIN N41 [get_ports reset]
set_property PACKAGE_PIN E42 [get_ports start]
set_property IOSTANDARD DIFF_HSTL_II_18 [get_ports clk_n]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports reset]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports start]
```

D.4 Restrições Temporais relativas à arquitetura que transmite uma imagem gerada na FPGA

```
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_n]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_p]
```

D.5 Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite imagem entre dispositivos HDMI

```
set_property PACKAGE_PIN N41 [get_ports reset]
set_property PACKAGE_PIN E42 [get_ports start]
set_property PACKAGE_PIN E18 [get_ports clk_n]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports reset]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports start]
set_property IOSTANDARD DIFF_HSTL_II_18 [get_ports clk_n]
```

D.6 Restrições Temporais relativas à arquitetura que transmite imagem entre dispositivos HDMI

```
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_n]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_p]
```

D.7 Restrições Físicas relativas às portas de entrada e saída exclusivas da arquitetura que transmite imagem e som entre dispositivos HDMI

```
set_property PACKAGE_PIN N41 [get_ports reset]
set_property PACKAGE_PIN E42 [get_ports POWER]
set_property PACKAGE_PIN G41 [get_ports MUTE]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports reset]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports POWER]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports MUTE]
set_property PACKAGE_PIN AJ31 [get_ports pixel_in[30]]
set_property PACKAGE_PIN AJ35 [get_ports pixel_in[31]]
set_property PACKAGE_PIN AN34 [get_ports pixel_in[32]]
set_property PACKAGE_PIN AM32 [get_ports pixel_in[33]]
set_property PACKAGE_PIN AN33 [get_ports pixel_in[34]]
set_property PACKAGE_PIN AL30 [get_ports pixel_in[35]]
set_property PACKAGE_PIN AV38 [get_ports info_in[0]]
set_property PACKAGE_PIN AV39 [get_ports info_in[1]]
set_property PACKAGE_PIN AL37 [get_ports AP1_in]
set_property PACKAGE_PIN AP35 [get_ports AP2_in]
set_property PACKAGE_PIN AM37 [get_ports AP3_in]
set_property PACKAGE_PIN AH33 [get_ports AP4_in]
set_property PACKAGE_PIN AL35 [get_ports lrclk_in]
set_property PACKAGE_PIN AJ37 [get_ports sclk_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel_in[30]]
...
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel_in[35]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports info_in[0]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports info_in[1]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP1_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP2_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP3_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP4_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports lrclk_in]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports sclk_in]
set_property PACKAGE_PIN D33 [get_ports pixel[30]]
set_property PACKAGE_PIN C34 [get_ports pixel[31]]
set_property PACKAGE_PIN F32 [get_ports pixel[32]]
```

```
set_property PACKAGE_PIN F37 [get_ports pixel[33]]
set_property PACKAGE_PIN F35 [get_ports pixel[34]]
set_property PACKAGE_PIN G33 [get_ports pixel[35]]
set_property PACKAGE_PIN L32 [get_ports info_out[1]]
set_property PACKAGE_PIN K32 [get_ports info_out[0]]
set_property PACKAGE_PIN A36 [get_ports AP1_out]
set_property PACKAGE_PIN C39 [get_ports AP2_out]
set_property PACKAGE_PIN B38 [get_ports AP3_out]
set_property PACKAGE_PIN D32 [get_ports AP4_out]
set_property PACKAGE_PIN B33 [get_ports lrclk_out]
set_property PACKAGE_PIN A34 [get_ports sclk_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel[30]]
...
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports pixel[35]]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP1_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP2_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP3_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports AP4_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports lrclk_out]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports sclk_out]
```

D.8 Restrições físicas referentes às portas exclusivas da arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA

```
set_property PACKAGE_PIN AF8 [get_ports REF_CLK_P]
set_property PACKAGE_PIN AF7 [get_ports REF_CLK_N]
set_property PACKAGE_PIN AG6 [get_ports RXP_IN]
set_property PACKAGE_PIN E42 [get_ports start]
set_property PACKAGE_PIN N41 [get_ports reset]
set_property PACKAGE_PIN E18 [get_ports clk_n]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports start]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports reset]
set_property IOSTANDARD DIFF_HSTL_II_18 [get_ports clk_n]
```

D.9 Restrições temporais referentes à arquitetura de transmissão em série de uma barra de cores gerada na FPGA

```
create_clock -period 6.734 [get_ports REF_CLK_P]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_n]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_p]
```

D.10 Restrições físicas referentes às portas exclusivas da arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI

```
set_property PACKAGE_PIN AF8 [get_ports REF_CLK_P]
set_property PACKAGE_PIN AF7 [get_ports REF_CLK_N]
set_property PACKAGE_PIN AG6 [get_ports RXP_IN]
set_property PACKAGE_PIN M38 [get_ports begin_state]
set_property PACKAGE_PIN R42 [get_ports SOP_detected]
set_property PACKAGE_PIN P42 [get_ports track_data]
set_property PACKAGE_PIN N38 [get_ports data_error_detected]
set_property PACKAGE_PIN M39 [get_ports idle_slip]
set_property PACKAGE_PIN R40 [get_ports wait_state]
set_property PACKAGE_PIN P40 [get_ports align]
set_property PACKAGE_PIN E42 [get_ports start]
set_property PACKAGE_PIN N41 [get_ports reset]
set_property PACKAGE_PIN E18 [get_ports clk_n]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports begin_state]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports SOP_detected]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports track_data]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports data_error_detected]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports idle_slip]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports wait_state]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports align]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports start]
set_property IOSTANDARD LVCMOS18 [get_ports reset]
set_property IOSTANDARD DIFF_HSTL_II_18 [get_ports clk_n]
```

D.11 Restrições temporais referentes à arquitetura de transmissão em série de imagem entre dispositivos HDMI

```
create_clock -period 6.734 [get_ports REF_CLK_P]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_n]
create_clock -period 5.000 [get_ports clk_p]
```